$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \beta_\partial \frac{R_н}{R_{вн}}$$

U_1

U_2

П. А. Попов

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ



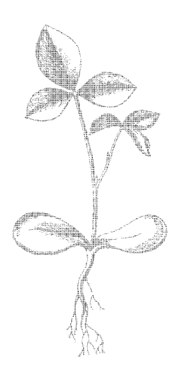
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 378

П. А. ПОПОВ

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

В книге излагается простой метод электрического расчета транзисторных усилителей звуковой частоты, основанный на представлении транзистора в виде распределителя тока. Рассмотрены схемы включения транзистора, вопросы согласования каскадов, расчет выходного каскада, цепей обратной связи и схем температурной стабилизации рабочей точки. Все основные положения сопровождаются примерами расчета.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Попов Петр Александрович

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

* * *

Редактор *А. А. Куликовский* Техн. редактор *Г. Е. Ларион*

Сдано в пр-во 5/VII 1960 г. Подписано к печати 3/IX 1960
Формат бумаги $84 \times 108^1/_{32}$ 5,33 п. л. 5,8 уч.-изд.
Тираж 60 000 (1-й завод 10 000 экз.) Т-11634 Зак. 23
Цена 2 р. 30 к. (с 1 января 1961 г. цена 23 коп.)

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Почти одновременно с созданием первых образцов полупроводниковых усилительных элементов-транзисторов был разработан также и метод расчета транзисторных схем, основанный на представлении транзистора в виде активного четырехполюсника.

Тем не менее многие радиолюбители и даже специалисты, умеющие составить и рассчитать схему с электронными лампами, плохо представляют себе принципы построения и методику расчета транзисторных схем.

Причина этого заключается отчасти в отсутствии ясного понимания эквивалентных схем транзистора и отчасти в несколько громоздких расчетных формулах, в которых обилие слагаемых и сомножителей иногда маскирует саму структуру формулы.

Рассматриваемая ниже методика расчета несколько отличается от общепринятой тем, что в ее основу положено понятие о динамических коэффициентах усиления транзистора по току. Это понятие в сочетании со взглядом на транзистор, как на распределитель тока, облегчает качественный анализ схем и дает возможность существенно упростить формулы, фактически не меняя их структуры и не уменьшая точности расчета.

Хотя содержание книги ограничено вопросами расчета усилителей звуковой частоты, предлагаемая методика может найти применение также при расчете любого каскада радиоприемного или иного устройства.

Все основные положения проиллюстрированы примерами, которые читателю рекомендуется проделать самостоятельно, проверяя правильность решения по книге.

Предварительное ознакомление (по какой-либо из имеющихся многочисленных книг) с физическими основами действия транзисторов облегчит проработку излагаемого материала.

П. Попов

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

1. ТРАНЗИСТОР КАК РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ ТОКА

Внешнее сходство схем, построенных на вакуумных и полупроводниковых триодах (транзисторах), часто служит поводом для проведения аналогий между обоими усилительными приборами и их свойствами. Однако в действительности принципы действия и свойства этих приборов различны. Поэтому лучше всего с самого начала усвоить и отчетливо представлять себе специфику работы транзистора.

Коренное отличие транзистора от лампы становится ясно из следующего воображаемого опыта.

Соберем изображенную на рис. 1,*а* схему из двух плоскостных диодов $Д_1$ и $Д_2$, сопротивлений R_1 и R_2 по 1—3 *ком* и батарей $Б_1$ и $Б_2$.

Легко убедиться, что при выбранной полярности батарей первый диод включен в направлении пропускания, и в цепи, образованной этим диодом и батареей $Б_1$, протекает более или менее значительный ток I_1. Второй диод включен в направлении непропускания, и ток I_2 в цепи $Д_2Б_2$ (обратный ток диода $Д_2$) имеет гораздо меньшую величину, чем ток I_1. Ток в проводнике, соединенном с общей точкой батарей, равен разности токов I_1 и I_2:

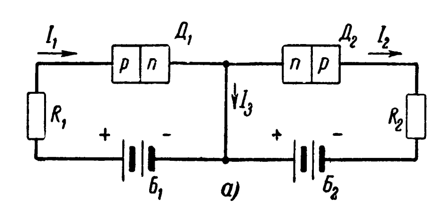
$$I_3 = I_1 - I_2 \approx I_1.$$

Если теперь заменить проводник, соединяющий области с *n*-проводимостью обоих диодов, длинным полупроводниковым стержнем, также имеющим проводимость типа *n* (рис. 1,*б*), то токи в ветвях схемы практически не изменятся.

Начнем постепенно уменьшать длину стержня. Когда она будет составлять всего несколько микрон, т. е. когда стержень превратится в тонкий слой с *n*-проводимостью,

разделяющий две области с p-проводимостью, мы столкнемся с замечательным явлением: ток I_3 в общем проводе резко уменьшится, а ток I_2 возрастет на такую же величину и станет почти равен току I_1.

Количественное изменение (длины) стержня привело к качественному изменению распределения тока в ветвях схемы. Из двух плоскостных диодов (n-p переходов) мы получили плоскостной триод—транзистор, в котором левый n-p переход играет роль эмиттерного, а правый — коллекторного перехода. Слой с n-проводимостью является базой.



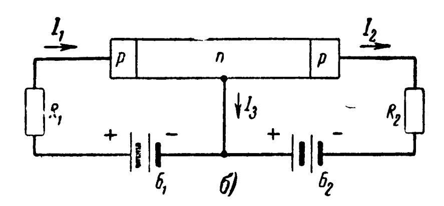


Рис. 1. К объяснению принципа действия транзистора.

Резкое увеличение тока в цепи правого диода объясняется следующим образом. В рассматриваемой схеме электрическое поле в слое полупроводника с n-проводимостью практически отсутствует (э. д. с. первой батареи почти полностью падает на сопротивлении R_1, э. д. с. второй батареи — на включенном в направлении непропускания правом n-p переходе). Поэтому носители заряда (дырки), попадая из левой p-области в n-область, перемещаются в ней не под действием электрического поля, а по законам диффузии, в направлении от зоны с высокой их концентрацией к зоне с малой концентрацией. Основная часть дырок достигает правого n-p перехода, увлекается его ускоряющим электрическим полем и образует ток I_2. И лишь незначительная часть дырок не попадает на коллектор, а как бы ответвляется в цепь базы (рекомбинирует с электронами в n-области), образуя ток I_3.

Соотношение между токами I_2 и I_3 почти не зависит от напряжения на коллекторном n-p переходе и от величины сопротивления R_2, и ток I_2 может в десятки и сотни раз превышать величину тока I_3 даже в том случае, если сопротивление R_2 в сотни раз превышает величину сопротивления слоя полупроводника с n-проводимостью.

Таким образом, плоскостной транзистор является устройством, которое распределяет ток, протекающий в одном из электродов (в эмиттере), между двумя другими электродами (коллектором и базой) не обратно пропорционально сопротивлениям ветвей, подключенных к этим электродам, а в строго определенном соотношении. Это соотношение определяется законами диффузии и, в конечном счете, конструкцией электродов.

2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА

Дополним схему на рис. 1,*а* генератором переменной э. д. с. E и двумя конденсаторами C_1 и C_2, включив их, как показано на рис. 2, где транзистор изображен уже в виде общепринятого условного обозначения.

При введении в цепь эмиттера переменной э. д. с. (полагаем, что амплитудное значение ее меньше напряжения батареи $Б_1$) ток эмиттера становится пульсирующим. В нем появляется переменная составляющая $I_э$. Это в свою очередь приводит к появлению переменной составляющей тока в цепи коллектора $I_к$ (вследствие диффузии зарядов) и переменной составляющей тока в цепи базы $I_б$.

Рассматривая транзистор как узел электрической схемы, к которому подходят три ветви (выводы эмиттера, базы и коллектора), и вспоминая, что сумма токов, притекающих к узлу, должна быть равна сумме токов, утекающих от него, получим:

$$I_э = I_к + I_б.$$

Отсюда следует, что ток базы равен разности токов эмиттера и коллектора, а ток коллектора всегда меньше, чем ток эмиттера, и, как показывает опыт, пропорционален ему:

$$I_к = \alpha I_э,$$

где α обычно лежит в пределах 0,9 — 0,99.

Коэффициент пропорциональности

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э}$$

называется коэффициентом усиления транзистора по току в схеме с общей базой в режиме короткого замыкания.

Эта формулировка требует некоторых пояснений. Прежде всего напомним, что речь идет о переменных со-

ставляющих тока в цепи эмиттера и коллектора. Во-вторых, если считать зажимы *1—1* входом, а зажимы *2—2* выходом рассматриваемой схемы, то можно убедиться, что база в этой схеме является (по переменной составляющей) общим электродом для одного из входных и одного из выходных зажимов схемы. Последнее утверждение справедливо только в том случае, если емкостные сопротивления

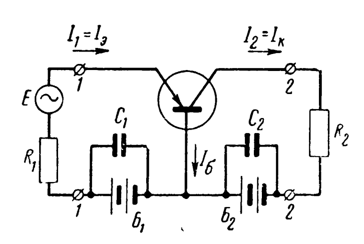
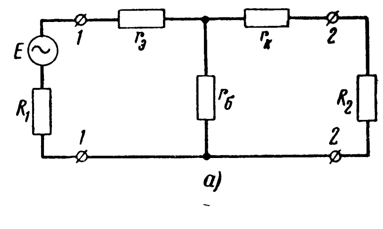


Рис. 2. Усилитель на транзисторе, включенном по схеме с общей базой.



конденсаторов C_1 и C_2 на рассматриваемой частоте будут достаточно малыми, чтобы их можно было считать равными нулю.

Наконец, условие о режиме короткого замыкания означает, что измерение коэффициента усиления α следует производить при сопротивлении нагрузки $R_2=0$. Однако практически можно взять $R_2=100$ и даже $R_2=1\,000$ *ом*, и это не отразится на точности измерения.

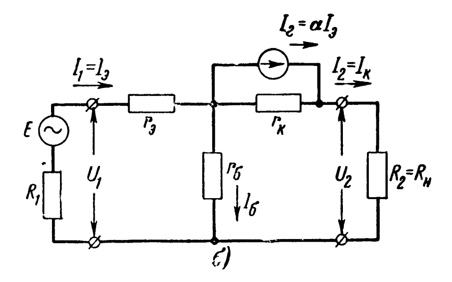


Рис. 3. Эквивалентные схемы транзисторного усилительного каскада. *а* — неправильная схема; *б* — правильная схема с дополнительным генератором тока.

Как же рассчитать полученную нами схему?

Известно, что эмиттерный и коллекторный переходы, равно как и тонкий слой полупроводника, образующий базу, обладают некоторыми определенными сопротивлениями, равными, соответственно $r_э$, $r_к$ и $r_б$.

Поэтому, казалось бы, можно для целей расчета составить эквивалентную схему рассматриваемого усилителя, в которой транзистор был бы заменен тремя сопротивлениями ($r_э$, $r_б$ и $r_к$), соединенными между собой, как показано на рис. 3, *а*.

У современных маломощных транзисторов величина $r_э$ составляет десятки ом, $r_б$ — сотни ом и $r_к$ — сотни тысяч ом. Легко видеть, что, подключив ко входу такой эквивалентной схемы генератор E, мы создадим в сопротивлениях $r_к$ и R_2 неизмеримо меньший ток, чем ток в сопротивлении $r_э$ и в цепи базы, что противоречит действительному положению вещей.

Необходимо каким-то способом изменить распределение входного тока между ветвями эквивалентной схемы. Это можно сделать, включив в схему дополнительный генератор тока или генератор напряжения. Схема с генератором тока более наглядна, и в дальнейшем будем рассматривать только ее.

Под генератором тока будем подразумевать устройство с бесконечно большим внутренним сопротивлением, вырабатывающее некоторый электрический ток, величина которого не зависит от сопротивления нагрузки.

Подключим параллельно сопротивлению $r_к$ в эквивалентной схеме на рис. 3, *а* генератор тока, вырабатывающий ток $I_г = \alpha I_э$, и рассмотрим полученную схему (рис. 3, *б*), полагая сопротивление нагрузки $R_н \approx 0$.

Очевидно, ток $I_э$ будет протекать по сопротивлению $r_э$, а затем по $r_б$, не ответвляясь в цепь $r_к + R_н$ ($r_к \gg r_б$). Аналогично, ток дополнительного генератора $I_г = \alpha I_э$ будет протекать полностью по сопротивлениям $R_н$ и $r_б$, не ответвляясь в $r_к$ ($r_к \gg r_б + R_н$) и не ответвляясь во входную цепь (мы считаем входной ток I_1 заданной величиной, а это равносильно тому, что ко входу подключен генератор с бесконечно большим внутренним сопротивлением).

Легко видеть, что в полученной эквивалентной схеме при наличии в сопротивлении эмиттера тока $I_1 = I_э$ по сопротивлению нагрузки будет протекать ток $I_2 = \alpha I_э$, а по сопротивлению базы — разность этих токов:

$$I_3 = I_б = I_1 - I_2 = I_1 - \alpha I_1 = I_1 (1 - \alpha).$$

Следовательно, при правильном выборе величин $r_э$, $r_б$, $r_к$ и α полученная схема будет полностью отражать картину распределения токов между электродами транзистора.

Анализируя эквивалентную схему, мы не учитывали, что часть тока, создаваемого входным и дополнительным генераторами, протекает по сопротивлению $r_к$. Строгий расчет показывает, что для создания в выходной цепи тока $I_2 = \alpha I_1$ следует ввести в схему не генератор тока $I_г = \alpha I_1$, а генератор $I_г = aI_1$, где

$$a = \alpha - \frac{r_б}{r_к}(1 - \alpha).$$

При обычных значениях $r_б$, $r_к$ и α второй член в выражении для a очень мал. Поэтому для большей наглядности считают $a = \alpha$.

Пример 1. Определить токи I_2 в сопротивлении нагрузки $R_н$ и $I_б$ в сопротивлении базы $r_б$ схемы на рис. 3,*б*, если $\alpha = 0{,}95$, $I_1 = 2$ *ма* и $R_н \ll r_к$.

Решение:

1) $I_2 = \alpha I_1 = 0{,}95 \cdot 2 = 1{,}9$ *ма*;

2) $I_б = (1 - \alpha) I_1 = (1 - 0{,}95) \cdot 2 = 0{,}1$ *ма*.

3. СХЕМА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Как известно, анодный ток электронной лампы при достаточно низких частотах пропорционален (в пределах прямолинейного участка анодно-сеточной характеристики) напряжению, приложенному между управляющей сеткой и катодом. Мощность, рассеивающаяся во входной цепи лампы при работе без сеточных токов, настолько мала, что при расчетах ее не учитывают. Поэтому лампу удобно рассматривать как устройство, которое управляется напряжением. Основной (и часто единственной) характеристикой лампового каскада является коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_2}{U_1},$$

где U_1 — напряжение на входных, а U_2 — напряжение на выходных зажимах усилительного каскада.

В случае транзисторного усилителя картина меняется. Мы видели, что ток в выходной цепи транзистора появляется только в том случае, если существует ток во

входной цепи. Учитывая наличие пропорциональности между выходным и входным токами, удобно рассматривать транзистор как устройство, управляемое током, и характеризовать усилительные свойства каскада величиной коэффициента усиления каскада по току:

$$K_I = \frac{I_2}{I_1},$$

где I_2 — выходной ток каскада (ток через сопротивление нагрузки), а I_1 — входной ток каскада.

Но чтобы создать ток во входной цепи транзисторного каскада, необходимо подвести к его входным зажимам некоторое напряжение (так как $R_{вх} \neq 0$) и, следовательно, какую-то определенную мощность. С другой стороны, каждый каскад должен развивать определенную мощность в выходной цепи, необходимую для нормальной работы последующего каскада или нагрузки. Поэтому усилительные свойства каскада можно также характеризовать величиной коэффициента усиления по мощности K_P.

В расчетной практике находит применение и понятие о коэффициенте усиления по напряжению K_U.

Выбор того или иного способа расчета (по току, мощности или напряжению) зависит от характера и назначения рассчитываемой схемы.

Выведем основные соотношения между токами и напряжениями в транзисторном каскаде, выполненном по схеме с общей базой (рис. 3, *б*) при $R_н \ll r_к$.

С учетом сказанного в предыдущем параграфе имеем: коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \alpha; \qquad (1)$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2 R_н}{I_1 R_{вх}} = \alpha \frac{R_н}{R_{вх}}, \qquad (2)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора.

Для определения $R_{вх}$ выразим величину входного напряжения U_1 через токи и сопротивления входной цепи:

$$U_1 = I_э r_э + I_б r_б = I_1 r_э + I_1 (1 - \alpha) r_б.$$

Разделив все части равенства на I_1, найдем:

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = r_э + (1 - \alpha) r_б. \qquad (3)$$

Полученное выражение имеет простой физический смысл: по сопротивлению $r_э$ протекает весь входной ток, и величина $r_э$ входит в формулу с коэффициентом, равным единице (т. е. без пересчета). По сопротивлению $r_б$ протекает только часть входного тока. В результате в формуле входного сопротивления фигурирует только соответствующая часть $r_б$.

Формулы (1), (2) и (3) наглядны и удобны для запоминания и расчета. Но они справедливы только при $R_н \ll r_к$ или, более строго, при $R_н \to 0$.

Если сопротивление нагрузки $R_н$ соизмеримо с величиной сопротивления коллекторного перехода $r_к$, то процессы в транзисторе значительно усложняются:

1. Начинает сказываться наличие сопротивлений $r_к$ и $r_б$, которые шунтируют нагрузку; ток в нагрузке уменьшается.

2. Изменение первоначального (существовавшего при $R_н \ll r_к$) распределения токов приводит к изменению входного сопротивления транзистора.

Анализ показывает, что расчетные формулы для случая любого сопротивления нагрузки можно привести к виду:

$$K_I = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н};$$

$$K_U = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н} \cdot \frac{R_н}{r_э + r_б\left(1 - \alpha \dfrac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}\right)};$$

$$R_{вх} = r_э + r_б\left(1 - \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}\right).$$

Сравнение этих формул с формулами для случая $R_н \ll r_к$ показывает, что они отличаются от последних только наличием множителя $\dfrac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}$ при коэффициенте α.

Эта особенность формул дает возможность ввести по аналогии с параметрами электронных ламп понятие о динамическом коэффициенте усиления транзистора по току. Как известно, работа лампы при сопротивлении нагрузки, не равном нулю, характеризуется динамическими параметрами и, в частности, динамическим коэффициентом усиления $\mu_д$ и динамической крутизной $S_д$. Оба эти параметра всегда меньше соответствующих статических ($\mu_д \leqslant \mu$; $S_д \leqslant S$) и уменьшаются при увеличении сопротивления нагрузки. Например,

$$\mu_д = \mu \frac{R_i}{R_i + R_н},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы.

Подобно тому, как это делается в случае электронных ламп, будем характеризовать усилительную способность транзистора при сопротивлении нагрузки, отличающемся от нуля, величиной динамического коэффициента усиления по току $\alpha_д$.

Динамический коэффициент усиления $\alpha_д$ меньше статического или равен ему:

$$\alpha_д = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н} = \alpha \frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б} + R_н}, \quad (4)$$

где $r_{вых.б} = r_к + r_б$ — выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой, при разомкнутой входной цепи (т. е. сопротивление, измеренное между выводами коллектора и базы при оборванной цепи эмиттера).

При введении параметра $\alpha_д$ выражения для коэффициентов усиления по току и по напряжению, а также для величины входного сопротивления каскада при любом сопротивлении нагрузки имеют такой же вид, как и в случае $R_н \ll r_к$, только величина α заменяется в них величиной $\alpha_д$:

$$K_I = \alpha_д, \quad (5)$$

$$K_U = \alpha_д \frac{R_н}{R_{вх}}, \quad (6)$$

$$R_{вх} = r_э + r_б (1 - \alpha_д). \quad (7)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = K_I K_U = \alpha_д^2 \frac{R_н}{R_{вх}}. \quad (8)$$

Внешнее сходство формул для случаев $R_н \approx 0$ и $R_н \neq 0$ свидетельствует об одинаковом характере процессов в каскадах с разными нагрузками. Если при $R_н \approx 0$ ток эмиттера распределялся между коллектором и базой в соответствии с коэффициентами α и $(1 - \alpha)$, то при $R_н \neq 0$ транзистор по-прежнему ведет себя как распределитель тока, только теперь в цепь коллектора попадает часть тока эмиттера, равная $\alpha_д$, а остаток, равный $1 - \alpha_д$), ответвляется в цепь базы.

Очевидно, коэффициент усиления по току реостатного каскада с общей базой (т. е. каскада на сопротивлении) всегда меньше единицы.

Усиление по напряжению и по мощности может быть получено только за счет разницы в величинах входного сопротивления и сопротивления нагрузки каскада.

Рассматривая направление токов в схеме рис. 3,*б*, убеждаемся, что выходное напряжение каскада совпадает по фазе со входным.

Иногда для расчетных целей требуется знать величину выходного сопротивления каскада, равную отношению напряжения U_2 к току I_2, найденному для случая, когда источник напряжения U_2 подключен к выходным зажимам каскада, э. д. с. во входной цепи каскада отсутствует, а между входными зажимами включено сопротивление $R_г$, равное внутреннему сопротивлению генератора, питающего каскад в нормальных рабочих условиях.

Выходное сопротивление каскада с общей базой зависит от величины внутреннего сопротивления $R_г$ генератора и равно:

$$R_{вых} = r_{вых.б}\left(1 - \frac{\alpha r_б}{r_э + r_б + R_г}\right). \quad (9)$$

Анализируя формулы для каскада с общей базой, приходим к выводу, что при увеличении сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент усиления каскада по току падает (за счет уменьшения $\alpha_д$), входное сопротивление растет, коэффициент усиления по напряжению растет,

стремясь к некоторому пределу. Коэффициент усиления по мощности при увеличении $R_н$ сначала растет, а затем, достигнув при некотором значении $R_н$ максимума, начинает падать.

Максимум мощности в нагрузке достигается при таком большом (равном выходному сопротивлению каскада) сопротивлении нагрузки, которое затруднительно реализовать на практике, так как увеличение $R_н$ связано с увеличением падения напряжения батареи на этом сопротивлении при протекании по нему тока коллектора.

Пример 2. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности (K_I, K_U и K_P) каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общей базой (рис. 2), если $R_2 = R_н = 20$ *ком.*

При решении этой и последующих задач принять:

$$r_э = 20 \text{ ом}; \ r_б = 600 \text{ ом}; \ r_к = 1{,}33 \text{ Мом}; \ \alpha = 0{,}95.$$

Решение:

1) $K_I = \alpha_д = \alpha \dfrac{r_{вых.б}}{r_{вых.б} + R_н} = 0{,}95 \dfrac{1{,}33 \cdot 10^6}{1{,}33 \cdot 10^6 + 20 \cdot 10^3} = 0{,}935;$

2) $R_{вх} = r_э + r_б (1 - \alpha_д) = 20 + 600 (1 - 0{,}935) = 60$ *ом*;

3) $K_U = \alpha_д \dfrac{R_н}{R_{вх}} = 0{,}935 \dfrac{20 \cdot 10^3}{60} = 312;$

4) $K_P = K_I K_U = \alpha_д^2 \dfrac{R_н}{R_{вх}} = 0{,}935^2 \dfrac{20 \cdot 10^3}{60} = 288.$

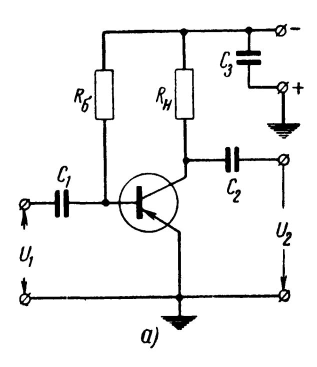
4. СХЕМА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

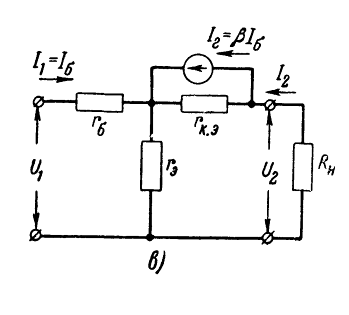
Рассмотрим работу схемы, изображенной на рис. 4,*а*. В этой схеме генератор включен, как и прежде, между эмиттером и базой, однако общим электродом транзистора (по переменной составляющей) для входного и выходного зажимов схемы является эмиттер. Отсюда и название схемы: схема с общим эмиттером.

Заметим прежде всего, что распределение токов между электродами транзистора не зависит от схемы его включения по переменному току, т. е. от того, какой из электродов транзистора является общим для входного и выходного зажимов схемы. Таким образом, для рассматриваемой схемы при $R_н \approx 0$ по-прежнему $I_к = \alpha I_э$ и $I_б = (1 - \alpha) I_э$.

Следовательно, эквивалентную схему усилителя на рис. 4, *а* можно изобразить так, как показано на рис. 4, *б*,

где для большей наглядности положительные направления токов в отдельных элементах обозначены стрелками (при составлении эквивалентной схемы мы пренебрегаем шунтирующим действием сопротивления $R_б$, которое необходимо в реальной схеме для обеспечения требуемого режима по постоянному току, и считаем, что емкости C_1, C_2 и C_3 представляют короткое замыкание для пе-





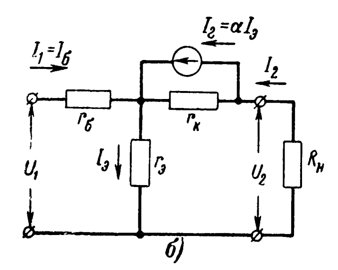


Рис. 4. Усилительный каскад с общим эмиттером.

а — принципиальная схема, *б* и *в* — эквивалентные схемы

ременного тока). Величины сопротивлений $r_э$, $r_б$ и $r_к$ в схеме на рис. 4, *б* остались те же самые, что и в схеме на рис. 3, *б*.

Однако схема на рис. 4,*б* по существу не является наглядной. В самом деле, ток, создаваемый дополнительным генератором в сопротивлении нагрузки этой схемы, оказывается пропорциональным току эмиттера. В то же время ток, потребляемый реальной схемой от источника усиливаемого сигнала (входной ток схемы), равен по величине не току эмиттера, а току базы. Иными словами, ток базы является в схеме на рис. 4,*а* входным управляющим током.

Поэтому целесообразно выразить ток эмиттера и коллектора через ток базы.

Из соотношений $I_б = (1 - \alpha) I_э$ и $I_к = \alpha I_э$ находим:

$$I_э = I_б \frac{1}{1-\alpha}; \quad I_к = I_б \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Обозначив $\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$, получим:

$$I_э = (\beta + 1) I_б;$$

$$I_к = \beta I_б.$$

Последние равенства свидетельствуют о том, что появление тока $I_б$ в цепи базы приводит к появлению в $(\beta + 1)$ раз большего тока в цепи эмиттера и в β раз большего тока в цепи коллектора. Этот факт усиления тока на первый взгляд может показаться странным. Однако в данном случае формулы отражают только внешнюю сторону явления. Физическая сторона заключается в том, что, приложив между эмиттером и базой (т. е. к эмиттерному переходу) некоторое напряжение, мы создаем в эмиттерном переходе определенный ток, который в основном попадает в цепь коллектора, лишь частично ответвляясь в цепь базы.

Теперь ясно, что генератор тока $I_г = \alpha I_э$ в эквивалентной схеме на рис. 4, *б* может быть заменен генератором тока $I_г = \beta I_б$, как показано на рис. 4, *в*.

Этот дополнительный генератор будет создавать в сопротивлении нагрузки $R_н$ ток $I_2 = I_б \beta$. Сопротивления $r_э$ и $r_б$ в схеме на рис. 4, *в* имеют такую же величину, как и в схеме с общей базой. Что же касается эквивалентного сопротивления коллекторного перехода, то оно имеет величину в $(\beta + 1)$ раз меньшую, чем в схеме с общей базой, и поэтому в отличие от сопротивления $r_к$ отмечено соответствующим индексом:

$$r_{к.э} = \frac{r_к}{\beta + 1} = r_к (1 - \alpha).$$

Конечно, сопротивление коллекторного перехода реального транзистора не зависит от схемы его включения. Но в рассматриваемых нами эквивалентных схемах сопротивления $r_к$ и $r_{к.э}$ отображают не столько величину сопротивления коллекторного перехода, сколько величину

выходного сопротивления транзистора при разомкнутой входной цепи.

В первом случае (схема с общей базой при разомкнутой цепи эмиттера) выходным сопротивлением транзистора является практически сопротивление одного коллекторного *n-p* перехода, включенного в направлении непропускания. Оно имеет большую величину.

В схеме с общим эмиттером при разомкнутой цепи базы выходным сопротивлением транзистора является сопротивление двух объединенных в единую конструкцию *n-p* переходов, один из которых включен в направлении пропускания.

Очевидно, часть приложенного к выходным зажимам напряжения U_2, падающая на сопротивлении эмиттерного *n-p* перехода, включенного в направлении пропускания, создает в этом переходе, а следовательно, и во всей цепи (наличие диффузии!) более значительный ток, чем ток в обособленном запертом *n-p* переходе.

Увеличение тока в выходной цепи воспринимается нами как уменьшение выходного сопротивления и отражается на эквивалентной схеме заменой величины $r_к$ на $r_{к.э}$.

У читателя может возникнуть вопрос, не противоречат ли друг другу схемы на рис. 4,*б* и *в*, так как они содержат различные по величине сопротивления $r_к$ и $r_{к.э}$.

Однако никакого противоречия в этом нет, если учесть, что в выходных цепях обеих этих схем включены неодинаковые генераторы. Это приводит к тому, что, например, при определении выходного сопротивления каждой из схем при разомкнутой цепи базы ($I_б = 0$) дополнительный генератор тока в схеме на рис. 4,*в* фактически отсутствует ($I_б = 0$) и выходное сопротивление равно сумме сопротивлений $r_{к.э}$ и $r_э$. При измерении же выходного сопротивления в схеме на рис. 4,*б*, когда мы мысленно создаем ток в цепи обоих переходов, дополнительный генератор в схеме работает ($I_э \neq 0$) и увеличивает ток в выходной цепи, что равносильно уменьшению выходного сопротивления по сравнению с величиной $r_к + r_э$. Количественный результат в обоих случаях одинаков.

Если предположить, что в рассматриваемой схеме выполняется условие $R_н \ll r_{к.э}$, то легко найти зависимости

между токами и напряжениями на входе и выходе каскада:

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \beta;$$

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = -\beta \frac{R_н}{R_{вх}}.$$

Знак „минус" в последней формуле свидетельствует о том, что переменная составляющая выходного напряжения отличается по фазе на 180° от переменной составляющей входного напряжения (см. направления токов в схеме на рис. 4, *б*).

Входное сопротивление каскада легко найти, если вспомнить, что по сопротивлению $r_э$ протекает сумма входного тока $I_{вх} = I_1 = I_б$ и тока нагрузки $I_2 = I_б\beta$:

$$U_1 = I_1 r_б + I_1(\beta + 1) r_э;$$

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = r_б + r_э(\beta + 1).$$

Пример 3. Определить коэффициент усиления по току и входное сопротивление каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общим эмиттером, полагая $R_н \ll r_{к.э}$.

Решение:

1) $K_I = \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0{,}95}{1-0{,}95} = 19;$

2) $R_{вх} = r_б + r_э(\beta + 1) = 600 + 20(19 + 1) = 1\,000$ *ом.*

Анализ показывает, что точные формулы для случая любого сопротивления нагрузки $R_н$ имеют такой же вид, только статический коэффициент усиления β заменяется в них динамическим коэффициентом $\beta_д$:

$$\beta_д = \beta \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н}, \quad (10)$$

где $r_{вых\,э}$ — выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при разомкнутой цепи базы или, проще, сопротивление между эмиттером и коллектором транзистора при оборванной цепи базы:

$$r_{вых.э} = \frac{r_к}{\beta + 1} + r_э = r_{к\,э} + r_э. \quad (11)$$

Расчетные формулы после введения в них динамического коэффициента усиления $\beta_д$ приобретают вид:

$$K_I = \beta_д; \tag{12}$$

$$K_U = -\beta_д \frac{R_н}{R_{вх}}; \tag{13}$$

$$R_{вх} = r_б + r_э(\beta_д + 1). \tag{14}$$

Из этих формул следует, что наличие тока $I_б$ в цепи базы приводит к появлению в $\beta_д$ раз большего тока в цепи коллектора и в $(\beta_д + 1)$ раз большего тока в цепи эмиттера.

Таким образом, каскад с общим эмиттером обеспечивает значительное усиление по току $\left(\text{величина } \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}\right.$ больше единицы при $\alpha > 0{,}5$ и быстро возрастает по мере приближения α к единице$\left.\right)$.

Усиление по напряжению и по мощности происходит не только за счет разницы в величинах $R_{вх}$ и $R_н$, но и за счет наличия усиления по току.

Выходное сопротивление каскада при заданном сопротивлении генератора равно:

$$R_{вых} = r_{вых.э}\left(1 + \frac{\beta r_э}{r_э + r_б + R_г}\right). \tag{15}$$

Пример 4. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 4,*а*) на транзисторе П13 при $R_н = 10$ *ком*.

Решение:

1) $r_{вых.э} = r_к(1-\alpha) + r_э = 1{,}33 \cdot 10^6 \cdot (1 - 0{,}95) + 600 = 67$ *ком*;

2) $K_I = \beta_д = \beta \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н} = 19 \frac{67 \cdot 10^3}{67 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 16{,}5;$

3) $R_{вх} = r_б + r_э(\beta_д + 1) = 600 + 200(16{,}5 + 1) = 950$ *ом*;

4) $K_U = \beta_д \frac{R_н}{R_{вх}} = 16{,}5 \frac{10 \cdot 10^3}{950} = 174;$

5) $K_P = K_I K_U = 16{,}5 \cdot 174 = 2\,870.$

5. СХЕМА С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

При включении транзистора по схеме с общим коллектором (рис. 5) управляющим током, как и в схеме с общим эмиттером, является ток базы, и разница между схемой с общим коллектором и с общим эмиттером состоит только в изменении места включения нагрузки. Как говорит само

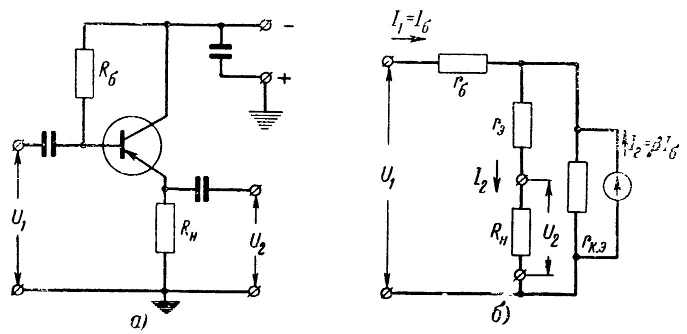


Рис. 5. Усилительный каскад с общим коллектором.
а — принципиальная схема, *б* — эквивалентная схема.

название схемы, коллектор в данном случае является общим электродом (по переменной составляющей) для входного и выходного зажимов схемы. Сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера.

Распределение токов между электродами и величины сопротивлений $r_б$, $r_э$ и $r_{к.э}$ остаются такими же, как и в схеме с общим эмиттером.

Полагая $R_н \ll r_{к.э}$, легко получить основные соотношения:

$$K_I = (\beta + 1);$$

$$K_U = (\beta + 1)\frac{R_н}{R_{вх}};$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1).$$

Расчетные формулы для любых значений нагрузки имеют такую же структуру, но вместо множителя $(\beta + 1)$ содержат множитель $(\beta + 1)_д$:

$$(\beta + 1)_д = (\beta + 1)\frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н}, \qquad (16)$$

$$K_I = (\beta + 1)_д; \quad (17)$$

$$K_U = (\beta + 1)_д \frac{R_н}{R_{вх}} = \frac{R_н}{\frac{r_б}{(\beta+1)_д} + r_э + R_н}; \quad (18)$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1)_д. \quad (19)$$

Так как входное сопротивление $R_{вх}$ всегда больше величины $R_н(\beta + 1)_д$, которая составляет лишь часть $R_{вх}$, то, очевидно, коэффициент усиления схемы по напряжению всегда меньше единицы. Фаза напряжения на нагрузке совпадает с фазой входного напряжения. Оба свойства делают каскад с общим коллектором в некотором отношении подобным катодному повторителю.

Каскад с общим коллектором обеспечивает значительное усиление по току [в $(\beta + 1)_д$ раз] и за счет этого — усиление по мощности.

Выходное сопротивление каскада, как правило, невелико. Оно может быть вычислено по следующей формуле:

$$R_{вых} = r_{вых.э} \frac{r_б + r_э(\beta + 1) + R_г}{r_{вых.э} + r_б + R_г} = \frac{r_б + r_э(\beta + 1) + R_г}{1 + \frac{r_б + R_г}{r_{вых.э}}}. \quad (20)$$

Пример 5. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности усилительного каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общим коллектором (рис. 5,*а*) если $R_{вх} = 10$ *ком*.

Решение:

1) $K_I = (\beta + 1)_д = (\beta + 1) \frac{r_{вых.э}}{r_{вых\ э} + R_н} = (19 + 1) \frac{67 \cdot 10^3}{67 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 17{,}4;$

2) $R_{вх} = R_б + (r_э + R_н)(\beta + 1)_д = 600 + (20 + 10 \cdot 10^3)\, 17{,}4 = 174$ *ком*;

3) $K_U = (\beta + 1)_д \frac{R_н}{R_{вх}} = 17{,}4 \frac{10 \cdot 10^3}{174 \cdot 10^3} = 1;$

4) $K_P = K_I K_U = 17{,}4 \cdot 1 = 17{,}4.$

6. ЗАМЕЧАНИЯ О МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА

1. Наличие дополнительных генераторов усложняет эквивалентную схему устройства с транзисторами и делает ее мало наглядной. Однако при анализе и расчете транзисторных устройств вовсе не требуется каждый раз составлять эквивалентную схему и находить токи в ней.

Необходимо отчетливо представлять себе, что транзистор ведет себя в схеме подобно распределяющему ток устройству, а также помнить значения коэффициентов распределения, т. е. знать, что в схеме с общей базой, например при токе $I_э$ в цепи эмиттера (и в сопротивлении $r_э$), в цепи коллектора и в сопротивлении нагрузки будет протекать ток $\alpha_д I_э$, а в цепи базы (и в сопротивлении $r_б$) — ток $(1-\alpha_д) I_э$.

В схеме с общим эмиттером при заданном токе $I_б$ в цепи базы в цепи коллектора будет существовать ток $\beta_д I_б$, а в цепи эмиттера — ток $(\beta_д + 1) I_б$.

В схеме с общим коллектором при токе $I_б$ в цепи базы в цепи эмиттера получим ток $(\beta+1)_д I_б$ и в цепи коллектора — ток $[(\beta+1)_д - 1] I_б$.

2. Во всех приведенных выше формулах под величиной $R_н$ мы подразумевали сопротивление нагрузки переменному току. В схемах на рис. 2, 4,*а* и 5,*а* сопротивление нагрузки $R_н$ было равно величине соответствующего сопротивления в цепи коллектора. Однако в большинстве случаев сопротивление нагрузки по переменной составляющей отличается от величины постоянного сопротивления, включенного в цепь коллектора или эмиттера. Об этом надо помнить при расчетах и подставлять в формулу соответствующую величину.

3. Для выполнения расчета необходимо знать величину $r_э$, $r_б$, $r_к$ и α того именно транзистора, который будет работать в рассчитываемой схеме. Все эти величины можно легко вычислить, измерив предварительно h-параметры транзистора.

Расчетные формулы для определения параметров эквивалентной схемы с генератором тока по известным h-параметрам даны в гл. 6. Там же дано описание простейших способов измерения и приборов для измерения параметров транзисторов.

Необходимо иметь в виду, что величина параметров, а следовательно, и сопротивлений $r_э$, $r_б$, $r_к$ и коэффици-

ента усиления α или β зависит от выбранной рабочей точки. Поэтому измерение параметров следует производить, установив режим измеряемого транзистора близким к тому, в котором транзистор будет работать в рассчитываемой схеме.

4. Наибольшее влияние на усилительные свойства каскада оказывает величина коэффициента усиления транзистора по току. Поэтому при ориентировочных, приближенных расчетах можно ограничиться только измерением коэффициента усиления транзистора по току и взять остальные значения h-параметров или величин сопротивлений эквивалентной схемы из справочника.

5. Мы рассматриваем эквивалентные схемы транзистора для сравнительно низких частот (800—1 000 *гц*), когда все четыре параметра являются чисто активными (действительными) величинами. Особенности расчета при более высоких частотах будут изложены в отдельном параграфе.

ГЛАВА ВТОРАЯ
УСТАНОВКА И СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ ТРАНЗИСТОРА

7. ОБРАТНЫЙ ТОК КОЛЛЕКТОРА И ТОКИ В ЭЛЕКТРОДАХ ТРАНЗИСТОРА

До сих пор мы исследовали зависимости между переменными составляющими токов и напряжений в транзисторном каскаде, полагая, что режим по постоянному току установлен тем или иным способом. В настоящей главе будет показано, как установить и стабилизировать требуемую рабочую точку транзистора в режиме покоя (т. е. при отсутствии усиливаемого напряжения на входе каскада).

Если рабочая точка вакуумного триода в режиме покоя определялась величиной анодного тока $I_а$ и напряжения между анодом и катодом лампы $U_{а.к}$, то рабочая точка транзистора совершенно аналогично определяется величиной постоянного тока коллектора $I_к$* и напряжения между коллектором и базой $U_{к.б}$ или между коллектором и эмит-

* На протяжении этой главы за исключением оговоренных случаев индексами $I_э$, $I_к$ и $I_б$ будем обозначать постоянные составляющие токов в соответствующих электродах транзистора.

тером $U_{к.э}$ при отсутствии усиливаемого напряжения на входе каскада.

Вместо тока коллектора $I_к$ может быть задан ток эмиттера $I_э$. Что же касается напряжений $U_{к.б}$ и $U_{к.э}$, то

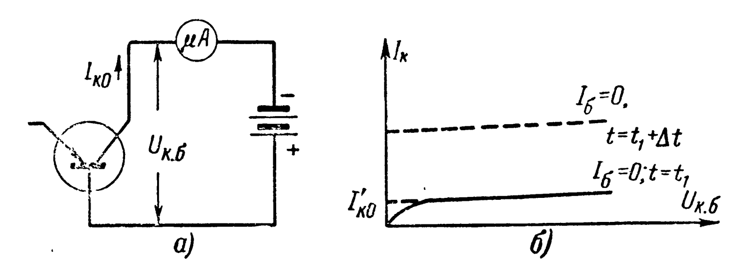


Рис. 6. Схема измерения и график тока $I_{к0}$.

они различаются (при работе в режиме усиления) всего на 0,1 — 0,2 *в* и практически в большинстве случаев могут считаться равными.

Как известно, переменные составляющие токов коллектора и эмиттера при малом сопротивлении нагрузки связаны следующей зависимостью:

$$I_к = \alpha I_э.$$

Казалось бы, при $I_э = 0$ ток в цепи коллектора должен отсутствовать. Однако, если собрать изображенную на рис. 6,*а* схему[1] с транзистором типа *p-n-p*, то можно убедиться, что в цепи коллектор—база транзистора протекает некоторый ток, хотя цепь эмиттера оборвана и ток в ней отсутствует.

Это — так называемый обратный или начальный ток коллектора при разомкнутой цепи эмиттера. Его обозначают символом $I_{к0}$. Обратным этот ток называют потому, что он по своей природе является обратным током коллекторного выпрямительного *n-p* перехода, т. е. током, протекающим через переход, включенный в направлении непропускания.

У современных транзисторов малой и средней мощно-

[1] Полярность батареи здесь и в дальнейшем соответствует требуемой для транзисторов типа *p-n-p*. В случае применения транзисторов типа *n-p-n* ее следует изменить на обратную.

сти ток $I_{к0}$ измеряется микроамперами или десятками микроампер. Он различен у отдельных образцов одного и того же типа транзисторов. Величина его у каждого конкретного экземпляра транзистора зависит от приложенного между коллектором и базой напряжения $U_{к\,б}$, причем зависимость эта носит почти линейный характер (рис. 6,*б*).

Изгиб характеристики $I_{к0} = f(U_{к.б})$ происходит при напряжении $U_{к.б}$ порядка десятых долей вольта. Поэтому при графических методах расчета характеристику $I_{к0}$

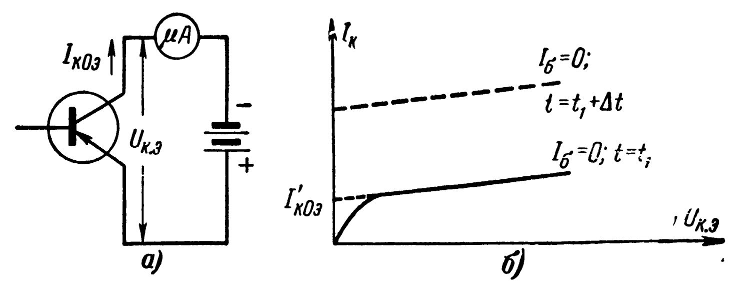


Рис. 7. Схема измерения и график тока $I_{к0э}$.

часто „спрямляют", продолжая прямолинейный участок ее до пересечения с осью токов $I_к$. Найденное таким образом значение обратного тока будем обозначать символом $I'_{к0}$. Необходимо помнить, что в действительности при напряжении $U_{к.б} = 0$ обратный ток коллектора отсутствует. Но уже при весьма малом напряжении $U_{к.б}$ (порядка десятых долей вольта) он достигает значения, практически равного $I'_{к0}$.

Итак, ток $I'_{к0}$ характеризует свойства одного только коллекторного *n-p* перехода. Но при включении транзистора в схему постоянное напряжение батареи оказывается приложенным не к одному, а к двум *n-p* переходам. Чтобы исследовать этот случай, изменим схему на рис. 6,*а*, подключив „плюсовой" зажим батареи не к выводу базы, а к выводу эмиттера, как показано на рис. 7,*а*. Микроамперметр зафиксирует в цепи значительно бо́льший ток, чем в схеме на рис. 6,*а*. Дело в том, что при включении транзистора по схеме на рис. 7,*а* часть напряжения бата-

реи оказывается приложенной к эмиттерному *n-p* переходу в направлении пропускания последнего и создает в этом переходе, а следовательно, и в электрически связанном с ним коллекторном переходе значительно больший, чем $I_{к0}$, ток.

В отличие от тока $I_{к0}$ будем обозначать обратный ток коллектора в схеме с разомкнутой базой символом $I_{к0э}$. График зависимости $I_{к0э}=f(U_{к.э})$ изображен на рис. 7,*б*. Точка пересечения спрямленного графика с осью токов отсекает на оси токов отрезок, обозначаемый в дальнейшем символом $I'_{к0э}$.

Между токами $I'_{к0э}$ и $I'_{к0}$ существует следующая зависимость:

$$I'_{к0э}=I'_{к0}(\beta+1). \qquad (21)$$

В справочной литературе в настоящее время обычно указывают гарантируемое заводом максимально допустимое значение тока $I_{к0}$ при напряжении $U_{к.б}=5$ *в*. При ориентировочных расчетах эту величину можно принять за значение $I'_{к0}$. Более полное представление о свойствах конкретного экземпляра транзистора можно получить, измерив величину тока $I_{к0}$ при напряжении батареи $U_{к.б}=$ $=1-1,5$ *в*. Измеренное при таком напряжении значение тока $I_{к0}$ практически не будет отличаться от величины $I'_{к0}$.

Следует заметить, что измерение тока $I_{к0}$ требует наличия чувствительного микроамперметра. Кроме того, при измерении по схеме на рис. 6,*а* прибор регистрирует не только ток $I_{к0}$, но и дополнительные токи, обусловленные несовершенством изоляции выводов электродов транзистора, наличием поверхностной утечки у кристалла и т. д. Обе причины приводят к тому, что на практике принято измерять не ток $I_{к0}$, а ток $I_{к0э}$, так как его легче измерить с достаточной степенью точности и он лучше характеризует свойства транзистора, особенно при известном значении β.

Значение тока $I_{к0э}$, измеренное при напряжении батареи $U_{к.э}=1-1,5$ *в*, можно принять за параметр $I'_{к0э}$.

Учитывая наличие зависимости (21) между токами $I'_{к0}$ и $I'_{к0э}$, мы будем в дальнейшем, как правило, принимать

за расчетный параметр величину $I'_{к0э}$, исходя как из соображений компактности формул, так и из того, что ток $I'_{к0э}$ реально существует в коллекторной цепи транзистора, включенного в схему всеми тремя электродами.

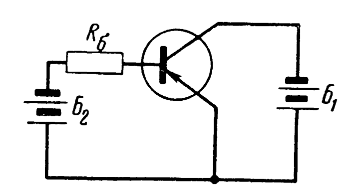


Рис. 8. Способ создания тока в цепи базы.

Сравнивая природу токов $I_{к0}$ и $I_{к0э}$, заметим, что, прикладывая к базе транзистора типа *p-n-p*, включенного по схеме на рис. 7,*а*, положительное по отношению к эмиттеру напряжение, мы можем уменьшить ток в цепи коллектора. Следовательно, ток коллектора в схеме на рис. 7,*а* управляем. Минимальное значение, до которого его можно уменьшить, равно $I_{к0}$.

Пример 6а. Гарантируемое заводом максимальное значение обратного тока коллектора транзистора П13 при напряжении $U_{к.б} = 5$ *в* составляет 15 *мка*. Определить максимально возможную величину тока $I_{к0э}$, если $\beta = 19$.

Решение:

Полагая $I_{к0} \approx I'_{к0}$, находим:

$$I'_{к0э} = I'_{к0}(\beta + 1) \approx 15\,(19 + 1) = 300 \text{ мка}.$$

Пример 6б. Измеренное по схеме на рис. 7,*а* при $U_{к.б} = 1{,}5$ *в* значение тока $I_{к0э}$ равно 120 *мка*. Определить ток $I'_{к0}$, если $\beta = 11$.

Решение:

$$I'_{к0} = \frac{I'_{к0э}}{(\beta + 1)} \approx \frac{120}{11 + 1} = 10 \text{ мка}.$$

Как же влияет наличие тока $I_{к0э}$ на распределение токов между электродами транзистора?

Если в цепи базы транзистора, включенного по схеме на рис. 7,*а*, создать каким-либо образом ток $I_б$ (например, дополнив схему батареей $Б_2$ и сопротивлением $R_б$, как показано на рис. 8), можно убедиться путем измерения, что появление тока $I_б$ в цепи базы привело к увеличению коллекторного тока на величину $\Delta I_к = \beta I_б$ и тока эмиттера на величину $\Delta I_э = (\beta + 1) I_э$, и токи этих электродов, соответственно, стали равны:

$$I_к = I_{к0э} + I_б\beta; \qquad (22)$$

$$I_э = I_{к0э} + I_б(\beta + 1). \qquad (23)$$

Таким образом, постоянные токи в электродах транзистора можно рассматривать, как результат наложения двух систем токов: а) обратного тока коллектора при разомкнутой цепи базы $I_{к0э}$, который протекает через

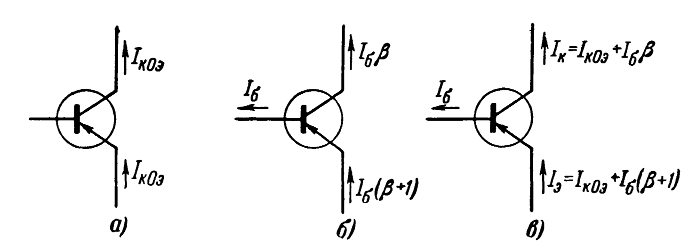


Рис. 9. Токи в электродах транзистора.

эмиттер и коллектор транзистора, не ответвляясь в цепь базы (рис. 9, *а*,), и б) системы трех взаимосвязанных токов: тока базы $I_б$ и вызванных этих током токов эмиттера $I'_э = I_б(\beta + 1)$ и коллектора $I'_к = I_б\,\beta$ (рис. 9, *б*). Рис. 9,*в*, иллюстрирует результат сложения этих токов в электродах транзистора.

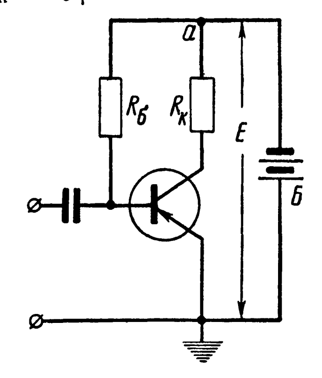


Рис. 10. Простейшая схема включения транзистора.

Показанная на рис. 8 схема включения транзистора требует наличия двух батарей и имеет только методический интерес. Наиболее простая с точки зрения расчета и количества требуемых деталей практическая схема включения показана на рис. 10.

Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении эмиттера $r_э$ и базы $r_б$, то можно считать, что между базой и точкой *а* схемы приложено полное напряжение батареи *Б*. При включении между этими точками сопротивления $R_б$ в последнем возникает ток

$$I_б = \frac{E}{R_б}.$$

Протекая в цепи базы транзистора, этот ток вызывает появление в β раз большего тока в цепи коллектора.

Пример 7. Определить сопротивления $R_б$ и $R_к$ в схеме на рис. 10, если $E = 4{,}5$ *в*, $\beta = 19$, выбранная рабочая точка $I_к = 1$ *ма*; $U_{к.э} = 2$ *в*. Обратный ток коллектора (при $U_{к.э} = 2$ *в*) $I_{к0э} = 0{,}2$ *ма*.

Решение:

1) Из выражения $I_к = I_{к0э} + I_б$ находим требуемый ток базы:

$$I_б = \frac{I_к - I_{к0э}}{\beta} = \frac{1{,}0 - 0{,}2}{19} = 0{,}042 \text{ ма};$$

$$2)\ R_б = \frac{E}{I_б} = \frac{4{,}5}{0{,}042 \cdot 10^{-3}} = 107 \text{ ком};$$

$$3)\ R_к = \frac{E - U_{э.к}}{I_к} = \frac{4{,}5 - 2}{1 \cdot 10^{-3}} = 2{,}5 \text{ ком}.$$

Казалось бы, расчет цепей питания постоянным током можно выполнить и по-иному, исходя из величины постоянного напряжения $U_{эб}$, прикладываемого между эмиттером и базой транзистора. В действительности же такой метод обладает рядом существенных недостатков:

1) малая величина напряжения $U_{э.б}$ (0,1—0,3 *в*) затрудняет его измерение;

2) незначительные (абсолютные) изменения напряжения $U_{э.б}$ приводят к резким изменениям тока $I_к$, что затрудняет налаживание схемы;

3) у разных образцов транзисторов, имеющих одинаковый коэффициент усиления β, входные и коллекторные токи будут при одинаковом напряжении $U_{э.б}$, как правило, различны.

У тех же транзисторов при одинаковых токах базы коллекторные токи будут также приблизительно одинаковы. Поэтому метод расчета по току получил гораздо большее распространение, чем метод расчета по напряжению.

8. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Наиболее неприятной особенностью тока $I_{к0}$ является его температурная зависимость. При повышении температуры транзистора обратный ток коллектора увеличивается;

кривая $I_{к0} = f(U_{к.б})$ перемещается при этом параллельно самой себе, как показано пунктиром на рис. 6,*б*.

Можно считать, что при повышении температуры на каждые 10° С ток $I'_{к0}$ удваивается. Если, например, при температуре 20° С ток $I'_{к0}$ составляет 5 *мка*, то при повышении температуры транзистора до 50° С ток $I'_{к0}$ возрастет примерно до 40 *мка*.

Само по себе такое изменение тока коллектора (на 35 *мка*) в большинстве случаев было бы нестрашно. Но при включении транзистора в схему всеми тремя электродами в цепи коллектора будет, помимо трех взаимосвязанных токов, показанных на рис. 9,*б*, протекать ток

$$I_{к0э} \approx I'_{к0э} = I'_{к0}(\beta + 1).$$

Следовательно, увеличению тока $I'_{к0}$ на величину $\Delta I'_{к0} = 35$ *мка* будет соответствовать, например, при $\beta = 19$ увеличение тока коллектора на величину $\Delta I_к \approx \Delta I'_{к0}(\beta + 1) = 35(19 + 1) = 700$ *мка* $= 0{,}7$ *ма*.

Такое сравнительно большое увеличение тока коллектора нежелательно по двум причинам:

1. Возрастание тока коллектора приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_к$ в цепи коллектора, напряжение между коллектором и эмиттером транзистора при этом уменьшается и может упасть почти до нуля, что приведет к появлению нелинейных искажений при достаточно большом усиливаемом входном токе.

2. Увеличение тока коллектора влечет за собой изменение параметров транзистора и в первую очередь коэффициента усиления β.

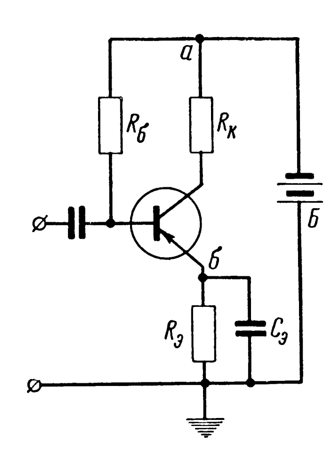
Обе причины заставляют прибегать к усложнению схемы, чтобы повысить стабильность (устойчивость) рабочей точки при изменениях температуры. Одна из схем стабилизации показана на рис. 11. Работает она следующим образом. Увеличение обратного тока коллектора $I_{к0э}$ (при повышении температуры) приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_э$ в цепи эмиттера. Вследствие этого разность потенциалов между точками *а* и *б* схемы уменьшается, и это приводит к уменьшению тока $I_б$ в сопротивлении $R_б$ и в базе тран-

зистора. Составляющая тока коллектора $I'_{к} = I_{б}\beta$ вследствие этого уменьшается.

Вспоминая, что ток коллектора $I_{к}$ состоит из двух составляющих

$$I_{к} = I_{к0э} + I_{б}\beta,$$

можем сделать вывод, что температурные изменения первой составляющей ($I_{к0э}$) приводят к обратным по знаку изменениям второй составляющей, которые более или менее полно компенсируют уход рабочей точки от первоначального положения.



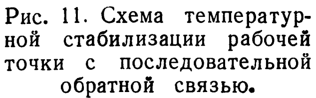


Рис. 11. Схема температурной стабилизации рабочей точки с последовательной обратной связью.

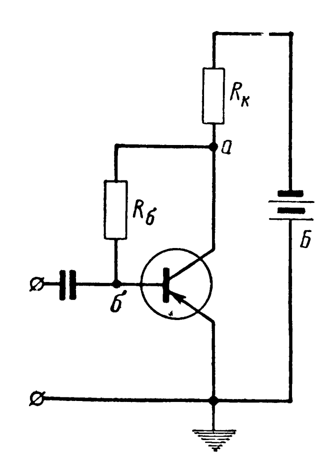


Рис. 12. Схема температурной стабилизации рабочей точки с параллельной обратной связью.

Из сказанного ясно, что мы имеем дело с отрицательной обратной связью по постоянной составляющей, причем напряжение обратной связи вводится последовательно в цепь эмиттера транзистора. Поэтому рассмотренная схема называется схемой с последовательной обратной связью. Для устранения отрицательной обратной связи по переменной составляющей сопротивление $R_{э}$ шунтируют конденсатором $C_{э}$.

На рис. 12 изображена схема с параллельной отрицательной обратной связью (ток обратной связи вводится „параллельно" в цепь „база — эмиттер"). Схема имеет

минимальное количество деталей. Для получения напряжения обратной связи по постоянной составляющей в схеме использовано сопротивление нагрузки $R_к$. Принцип действия схемы аналогичен рассмотренному выше: увеличение тока коллектора $I_к$ (вследствие роста величины $I_{к0э}$) приводит к уменьшению разности потенциалов между точками *а* и *б*, что влечет за собой уменьшение тока базы $I_б$ и составляющей тока коллектора $I'_к = I_б \beta$.

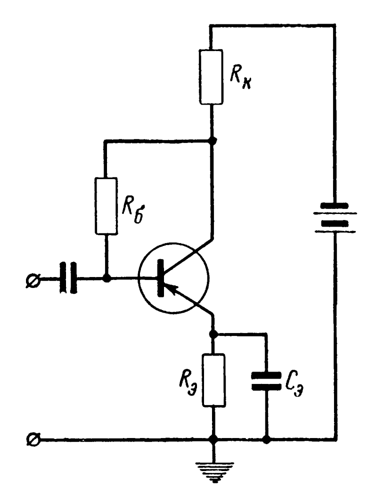


Рис. 13. Схема температурной стабилизации с комбинированной обратной связью.

В этой схеме существует обратная связь не только по постоянной, но и по переменной составляющей. Если сопротивление нагрузки по переменной будет меньше, чем по постоянной составляющей, то соответственно глубина отрицательной обратной связи по переменной составляющей будет меньше, чем по постоянной, и можно обеспечить удовлетворительную стабилизацию рабочей точки без заметной потери усиления.

Соединение обеих рассмотренных схем в одну дает схему с комбинированной обратной связью, изображенную на рис. 13.

9. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СТАБИЛИЗАЦИИ

Наличие элементов температурной стабилизации в схеме каскада приводит к тому, что результирующее изменение тока коллектора $\Delta I_к$ при изменении температуры хотя и будет превышать величину изменения обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером, но будет меньше, чем изменение обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0э}$ в схеме с разомкнутой базой:

$$\Delta I'_{к0э} > \Delta I_к > \Delta I'_{к0}.$$

Эффективность стабилизации оценивают с помощью коэффициента температурной стабилизации

$$S = \frac{dI_к}{dI'_{к0}} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{к0}},$$

где $\Delta I'_{к0}$ — изменение обратного тока коллектора $I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером (рис. 6,*а*), обусловленное некоторым малым изменением температуры Δt;

$\Delta I_к$ — вызванное таким же изменением температуры Δt изменение коллекторного тока транзистора при включении последнего всеми электродами в схему рассматриваемого каскада.

Таким образом, коэффициент температурной стабилизации S показывает, во сколько раз температурное изменение тока коллектора будет больше, чем соответствующее температурное изменение тока $I_{к0}$. Так как ток $I_{к0}$, вообще говоря, зависит от приложенного между коллектором и базой напряжения, то для определенности взят ток $I'_{к0}$.

В оптимальном случае с помощью схем стабилизации можно получить $\Delta I_к \approx \Delta I'_{к0}$ и $S = S_{мин} \approx 1$. Наихудший случай наблюдаем при отсутствии стабилизации:

$$\Delta I_к = \Delta I'_{к0э} = \Delta I'_{к0}(\beta + 1) \text{ и } S = S_{макс} = (\beta + 1).$$

Для всех реальных схем величина S лежит между этими двумя крайними значениями.

Очевидно, величина S для каждой из схем определенным образом зависит от величин элементов схемы и параметров транзистора. Но анализ показывает, что имеется универсальный расчетный параметр, определяющий эффективность температурной стабилизации любой схемы. Этим параметром является произведение тока коллектора на величину „стабилизирующего" сопротивления $R_{ст}$ в рассчитываемой схеме, т. е. того сопротивления, на котором создается напряжение обратной связи, приводящее к изменениям тока в цепи базы. Для схемы с последовательной связью $R_{ст} = R_э$, с параллельной связью $R_{ст} = R_к$ и с комбинированной связью $R_{ст} = R_э + R_к$.

Вводя понятие о стабилизирующем сопротивлении, расчетную формулу для всех трех схем можно представить в таком виде:

$$S = \frac{dI_к}{dI'_{к0}} \approx (\beta + 1) \frac{E - I_к R_{ст}}{E - I'_{к0э} R_{ст}}. \qquad (24)$$

Формула наглядно показывает влияние произведения $I_к R_{ст}$ на величину S, а также тот факт, что при $I_к > I'_{к0э}$ и $R_{ст} \neq 0$ всегда имеем $S < (\beta + 1)$. Зная ток $I'_{к0э}$ и четыре другие величины из шести, входящих в формулу, можно найти шестую, после чего расчет всех элементов каскада не представит затруднений.

Наряду с коэффициентом температурной стабилизации S полезно ввести понятие о коэффициенте температурной стабилизации $S_э$:

$$S_э = \frac{dI_к}{dI'_{к0э}} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{к0э}}.$$

Если с помощью величины S сравнивалось изменение тока коллектора $\Delta I_к$ с изменением обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером, то с помощью величины $S_э$ мы сравниваем изменение тока коллектора $\Delta I_к$ с изменением обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0э}$ при разомкнутой базе.

Учитывая, что $\Delta I'_{к0э} = \Delta I'_{к0}(\beta + 1)$, находим связь между S и $S_э$:

$$S_э = \frac{S}{(\beta + 1)}. \qquad (25)$$

Используя это соотношение, из формулы (24) легко получить расчетную формулу для определения $S_э$:

$$S_э = \frac{E - I_к R_{ст}}{E - I'_{к0э} R_{ст}}. \qquad (26)$$

Так как между токами $I'_{к0}$ и $I'_{к0э}$ существует зависимость (21), формально расчет по величине S и по величине $S_э$ должен давать одинаковые результаты. Поэтому выбор того или иного способа расчета зависит только от исходных данных, которыми располагает конструктор.

Зная величину $I_{к0}$, можно вести расчет по коэффициенту стабилизации S, располагая же параметром $I_{к0э}$, удобнее пользоваться при расчете понятием о коэффициенте стабилизации $S_э$.

В дальнейшем мы будем пользоваться только коэффициентом $S_э$, так как расчет по этому параметру лучше соответствует тенденциям развития транзисторной электроники. Однако каждую из приведенных ниже формул можно применить и для расчета по параметру S, если величину $S_э$ заменить в ней величиной $S/(\beta+1)$.

Пример 8. Определить рабочую точку и рассчитать величины элементов схемы на рис. 12, если $E = 10$ *в*, сопротивление $R_к = 10$ *ком*, коэффициент усиления транзистора $\beta = 19$, $I'_{к0э} = 0{,}1$ *ма* и при повышении температуры на 20° С ток коллектора должен увеличиться не более чем на $\Delta I'_к = 0{,}1$ *ма*.

Решение:

1) Определяем величину обратного тока коллектора при повышении температуры на 20° С:

$$I'_{к0э\,t} = I'_{к0э}\cdot 2\cdot 2 = 0{,}1\cdot 2\cdot 2 = 0{,}4 \text{ ма}.$$

2) Определяем приращение обратного тока коллектора:

$$\Delta I'_{к0э} = I'_{к0э\,t} - I'_{к0э} = 0{,}4 - 0{,}1 = 0{,}3 \text{ ма}.$$

3) Требуемая величина

$$S_э = \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{к0э}} = \frac{0{,}1}{0{,}3} = 0{,}33.$$

4) Из формулы (28) определяем минимально допустимое значение тока $I_к$, приняв $R_{ст} = R_к$:

$$I_к = \frac{E - S_э(E - I'_{к0э}R_{ст})}{R_{ст}} =$$

$$= \frac{10 - 0{,}33(10 - 0{,}1\cdot 10^{-3}\cdot 10\cdot 10^3)}{10\cdot 10^3} = 0{,}703\cdot 10^{-3} \text{ а};$$

5) $I_б \approx \dfrac{I_к - I'_{к0э}}{\beta} = \dfrac{0{,}703 - 0{,}1}{19}\cdot 10^{-3} = 0{,}032$ *ма*.

6) $U_{к.э} = E - R_к(I_к + I_б) = 10 - 10\cdot 10^3(0{,}70 + 0{,}03)\cdot 10^{-3} = 2{,}7$ *в*;

7) $R_б = \dfrac{U_{к.э}}{I_б} = \dfrac{2{,}7}{0{,}032\cdot 10^{-3}} = 84{,}5$ *ком*.

10. СХЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ С ДЕЛИТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

При заданной э. д. с. батареи E и величине падения напряжения на стабилизирующем сопротивлении значительно лучшую стабилизацию, чем любая из трех рассмотренных выше схем, может обеспечить схема, изображенная на рис. 14. Эта схема отличается от схемы с последовательной связью (рис. 11) только способом питания базы; в данном случае ток в цепи базы создается не за счет наличия одного сопротивления $R_б$, а с помощью делителя напряжения R_1R_2. Принцип действия схемы не требует пояснений. Расчетная формула для определения коэффициента стабилизации $S_э$ имеет следующий вид:

$$S_э = \frac{dI_к}{dI'_{к0э}} \approx \frac{E - I_к \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э}{E - I'_{к0э} \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э} = \frac{E - I_к R_{ст.э}}{E - I'_{к0э} R_{ст.э}}, \quad (27)$$

где $R_{ст.э} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э$ — „эквивалентное стабилизирующее сопротивление".

Мы видим, что при введении понятия об эквивалентном стабилизирующем сопротивлении $R_{ст.э}$ расчетная формула для определения $S_э$ не отличается от формулы (26). Сравнивая эффективность стабилизации, обеспечиваемую схемами без делителя и с делителем напряжения, можно сделать вывод, что наличие делителя напряжения R_1R_2 в цепи базы транзистора в схеме на рис. 14 эквивалентно увеличению в $\frac{R_1+R_2}{R_2}$ раз величины стабилизирующего сопротивления $R_э$ в схеме на рис. 11. Однако улучшая температурную стабилизацию схемы, сопротивления R_1 и R_2 увеличивают потребляемый от источника питания ток и шунтируют входное сопротивление транзистора, что ведет к уменьшению входного, а следователь-

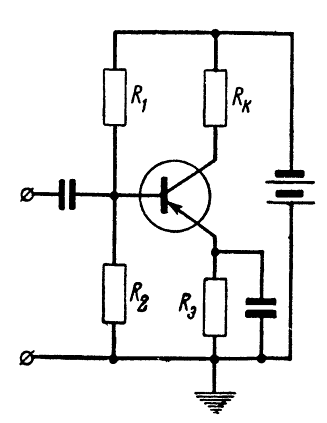


Рис. 14. Схема температурной стабилизации с делителем напряжения.

но, и выходного тока каскада. Тем не менее, схема с делителем напряжения в цепи базы получила широкое распространение.

При известных параметрах транзистора и значении коллекторного тока в рабочей точке расчет элементов каскада с помощью формулы (27) сводится, как правило, к вычислению эквивалентного стабилизирующего сопротивления $R_{ст.э}$, после чего можно определить величины сопротивлений R_1 и R_2 по формулам

$$R_1 = \frac{E - I_э R_{ст.э}}{I_б}; \tag{28}$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_э}{R_{ст.э} - R_э}, \tag{29}$$

где $I_э = I_б + I_к$, а $I_б = \frac{I_к - I'_{к0э}}{\beta}$.

Пример 9. Рассчитать величину сопротивлений R_1 и R_2 в схеме на рис. 14, если $R_к = 5$ *ком*, $R_э = 2$ *ком*, $I_к = 0{,}7$ *ма*. Остальные данные те же, что и в примере 8.

Решение:

1) Из формулы (27) определяем величину эквивалентного стабилизирующего сопротивления

$$R_{ст.э} = \frac{E(1 - S_э)}{I_к - S_э I'_{к0э}} = \frac{10(1 - 0{,}33)}{0{,}7 \cdot 10^{-3} - 0{,}33 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ ком};$$

2) $$I_б = \frac{I_к - I'_{к0э}}{\beta} = \frac{(0{,}7 - 0{,}1) \cdot 10^{-3}}{19} \approx 0{,}03 \cdot 10^{-3} \text{ а};$$

3) $$I_э = I_к + I_б = 0{,}7 \cdot 10^{-3} + 0{,}03 \cdot 10^{-3} = 0{,}73 \cdot 10^{-3} \text{ а};$$

4) $$R_1 = \frac{E - I_э R_{ст.э}}{I_б} = \frac{10 - 0{,}73 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3}{0{,}03 \cdot 10^{-3}} = 90 \text{ ком}.$$

5) $$R_2 = \frac{R_1 R_э}{R_{ст.э} - R_э} = \frac{90 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^3} = 22{,}5 \text{ ком}.$$

В рассчитанной нами схеме падение напряжения на стабилизирующем сопротивлении получилось приблизительно в пять раз меньше, чем в примере 8, при одинаковом коэффициенте стабилизации. Это дает возможность увеличить амплитуду напряжения на сопротивлении нагрузки, не меняя напряжения источника постоянного тока.

11. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ФИЛЬТРА

При разработке схемы многокаскадного устройства питание каскадов обычно осуществляют через развязывающие цепочки $R_ф C_ф$ (рис. 15). Иногда эти цепочки выполняют роль сглаживающих фильтров, а в некоторых случаях сопротивление $R_ф$ служит для понижения подводимого к каскаду напряжения питания.

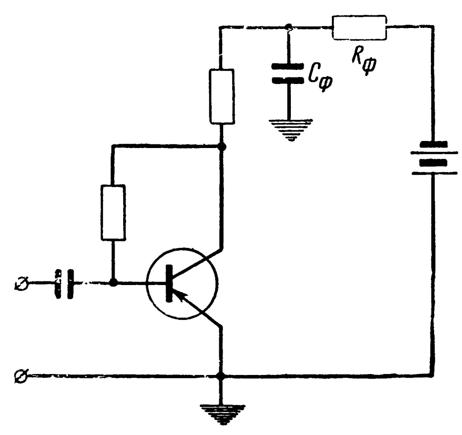


Рис. 15. Схема включения цепочки $R_ф C_ф$.

При наличии в схеме каскада сопротивления $R_ф$ формулы (26) и (27) для определения $S_э$ не изменяют своей структуры, только к величине $R_{ст}$ или $R_{ст.э}$ в них прибавляется (в числителе и знаменателе) величина сопротивления $R_ф$, после чего эти формулы соответственно приобретают следующий вид:

$$S_э = \frac{E - I_к (R_{ст} + R_ф)}{E - I'_{к0э}(R_{ст} + R_ф)}; \qquad (30)$$

$$S_э = \frac{E - I_к\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э + R_ф\right)}{E - I'_{к0э}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э + R_ф\right)}. \qquad (31)$$

Таким образом, наличие сопротивления $R_ф$ улучшает температурную стабилизацию рабочей точки.

12. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА

1. Выбор величины тока коллектора $I_к$ в рабочей точке определяется разными причинами и, в частности, требуемой величиной коэффициента температурной стабилизации.

Необходимо задаваться таким значением тока $I_к$, которое не превышает максимально допустимого, указываемого в паспортных данных транзистора.

Совершенно очевидно, что величина постоянной составляющей тока базы (и коллектора) при работе в режиме класса А не должна быть меньше, чем амплитуда переменной составляющей тока в этих электродах.

Следует также убедиться (расчетным путем), что амплитуда переменной составляющей напряжения на нагрузке не превышает величины падения напряжения $\Delta U_{к.э}$ на участке эмиттер — коллектор при отсутствии сигнала на выходе. В противном случае при наличии входного сигнала напряжение $U_{к.э}$ может в течение части периода падать до нуля и тогда возникнут нелинейные искажения.

2. Температурная стабильность рабочей точки не зависит от схемы включения транзистора по переменной составляющей; она зависит только от схемы включения транзистора по постоянной составляющей.

3. В примере 8 мы рассмотрели методику определения величины S (или $S_э$), исходя из максимально возможных ожидаемых изменений температуры и максимально допустимых температурных изменений тока коллектора.

Однако практически далеко не всегда поступают таким образом. Чаще всего просто задаются некоторым значением S, обеспечивающим «хорошую» стабилизацию, исходя из которого производят расчет.

Строго говоря, само понятие „хорошая стабилизация" нуждается каждый раз в уточнении. Однако можно считать, что значение $S = 2 \div 4$ или, что то же самое, $S_э = \frac{2 \div 4}{\beta + 1}$ удовлетворяет в большинстве случаев достаточно жестким требованием.

Выбирать $S < 2$ нецелесообразно (за исключением некоторых специальных случаев), так как уменьшение S связано с уменьшением сопротивления R_2, что влечет за собой уменьшение усиления (за счет шунтирующего действия сопротивления R_2) и увеличение расхода тока, потребляемого цепочкой R_1R_2 от батареи.

С другой стороны, при $S>4$ температурные изменения коллекторного тока будут довольно значительны.

Порядок расчета элементов схемы при произвольном выборе величины S или $S_э$ не отличается от рассмотренного в примере 9.

При расчете многокаскадного усилителя коэффициент температурной стабилизации первых каскадов можно выбрать меньшим, чем коэффициент температурной стабилизации последующих, учитывая различие в величинах переменных составляющих токов в цепях этих каскадов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ МНОГОКАСКАДНЫХ СХЕМ

13. РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНАЯ СВЯЗЬ (УСИЛИТЕЛЬ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ)

Если усиление, даваемое однокаскадным усилителем, недостаточно, то прибегают к многокаскадной схеме. По внешнему виду схемы междукаскадной связи в транзисторных усилителях не отличаются от аналогичных схем усилителей на электронных лампах. Но в основе расчета многокаскадных транзисторных схем лежат иные принципы, вытекающие из самой природы транзисторов: 1) транзистор является усилителем тока, а так как его входное сопротивление не равно нулю, то во входной цепи рассеивается определенная мощность; 2) большое различие в величине входных и выходных сопротивлений каскадов делает целесообразным электрическое согласование каскадов.

Чаще всего в многокаскадных схемах применяют реостатно-емкостную связь. На рис. 16 изображен двухкаскадный усилитель на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Сопротивление нагрузки первого каскада по переменной составляющей в этой схеме равно величине параллельно соединенных сопротивлений $R_{к1}$, $R_{э2}$ и входного сопротивления второго транзистора $R_{вх\,2}$. Так как последнее составляет всего десятки ом, легко выполнить условие $R_{э1} \approx R_{э2} \gg R_{вх1} \approx R_{вх\,2}$ и $R_{к1} \gg R_{вх2}$. При этом можно считать, что переменная составляющая коллекторного тока первого транзистора полностью по-

падает на вход второго, и мы получим для усиления по току и по напряжению следующие формулы:

$$K_I = K_{I1} K_{I2} = \alpha_{д1} \alpha_{д2}; \tag{32}$$

$$K_U = \alpha_{д1} \alpha_{д2} \frac{R_н}{R_{вх1}}, \tag{33}$$

где $\alpha_{д1}$ и $\alpha_{д2}$ — динамические коэффициенты усиления по току первого и второго транзисторов;

$R_н$ — сопротивление нагрузки усилителя, равное в рассматриваемом случае величине $R_{к2}$;

$R_{вх1}$ — входное сопротивление первого каскада.

Как известно, $\alpha_д < \alpha < 1$. Поэтому выходной ток первого каскада (здесь и в дальнейшем, говоря о токах и напряжениях, мы имеем в виду их переменную составляющую) будет меньше, чем входной, а выходной ток второго меньше, чем выходной ток первого.

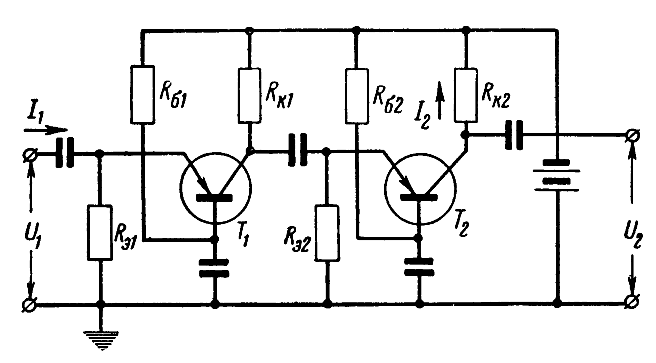


Рис. 16. Двухкаскадный усилитель с реостатно-емкостной связью на транзисторах по схеме с общей базой.

Таким образом, схема дает не усиление, а ослабление тока. Усиление по напряжению ($K_U > 1$) может быть получено за счет разницы в сопротивлениях $R_н$ и $R_{вх1}$. Однако оно будет меньше, чем в случае однокаскадной схемы, имеющей такое же сопротивление нагрузки, как и двухкаскадная.

Очевидно, применять включение транзисторов по схеме с общей базой в случае реостатно-емкостной связи между каскадами не имеет смысла.

Рассмотрим случай включения транзисторов по схеме с общим эмиттером (рис. 17). Если предположить, что входное сопротивление второго каскада $R_{вх2}$ значительно меньше, чем сопротивления $R_{к1}$, R_1 и R_2, то можно считать, что нагрузкой первого каскада является сопротивление $R_{вх2}$, и весь выходной ток каскада идет через это сопротивление (т. е. в цепь базы второго транзистора). В этом случае для всего усилителя будем иметь:

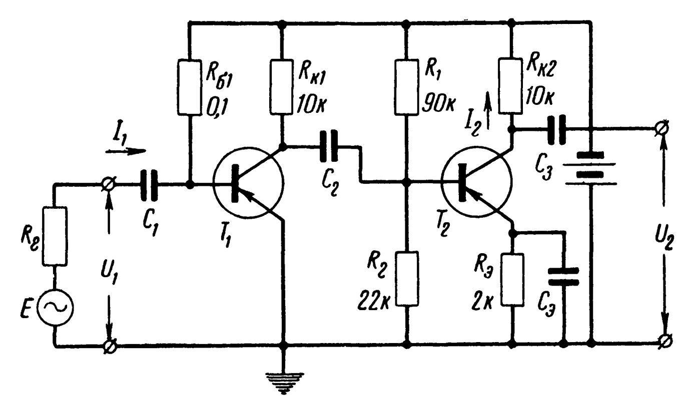


Рис. 17. Двухкаскадный усилитель с реостатно-емкостной связью на транзисторах по схеме с общим эмиттером.

$$K_I = \beta_{д1}\beta_{д2}; \qquad (34)$$

$$K_U = \beta_{д1}\beta_{д2}\frac{R_н}{R_{вх1}}, \qquad (35)$$

где $\beta_{д1}$ и $\beta_{д2}$ — соответственно динамические коэффициенты усиления по току первого и второго транзисторов.

Схема обеспечивает усиление не только по напряжению, но и по току. Если учесть также невысокую стоимость, малые габариты и вес элементов междукаскадной связи, то станет ясно, почему рассмотренный способ включения транзисторов приобрел широкое распространение.

Расчетные формулы для случая n-каскадного усилителя отличаются от формул (34) и (35) только наличием дополнительных множителей $\beta_{дi}$ где i — индекс, соответствующий порядковому номеру каскада. Например, для

n-каскадного усилителя на транзисторах с общим эмиттером получим:

$$K_I = \beta_{д1}\beta_{д2} \dots \beta_{д\,n}; \tag{36}$$

$$K_U = \beta_{д1}\beta_{д2} \dots \beta_{дn} \frac{R_н}{R_{вх1}}. \tag{37}$$

Читатель, возможно, обратил внимание на тот факт, что мы не прибегаем к вычислению напряжения на входных зажимах каждого каскада. Дело в том, что транзистор мы рассматриваем как прибор, управляемый током, и определение входных напряжений каждого из каскадов было бы ненужной тратой времени. Более того, при работе транзистора в условиях, когда сопротивление $R_к$ в цепи коллектора значительно превышает величину входного сопротивления последующего каскада, изменения входного сопротивления вследствие разброса параметров транзисторов будут приводить почти к таким же (в процентном выражении) изменениям входного напряжения каскада, в то время как входной, а следовательно, и выходной ток каскада почти не будет изменяться. В самом деле, при $R_{к1} \gg R_{вх2}$ даже значительные в процентном выражении изменения $R_{вх2}$ не приведут к заметному изменению распределения выходного тока транзистора между сопротивлениями $R_{к1}$ и $R_{вх2}$.

Таким образом, разброс параметров $r_э$ и $r_б$ транзисторов мало скажется на точности расчета рассмотренной схемы. В то же время для успешного расчета совершенно необходимо знать величину коэффициента усиления по току β тех именно транзисторов, которые будут работать в схеме. Иными словами, следует либо измерить величину β имеющихся в наличии транзисторов и после этого приступать к расчету, либо рассчитать схему, задавшись некоторым значением β, и подобрать транзисторы с коэффициентом усиления, близким к расчетному.

При выводе расчетных формул для многокаскадного усилителя мы ради упрощения пренебрегали шунтирующим действием сопротивлений в цепи коллектора и базы. Учесть влияние этих сопротивлений на коэффициент усиления можно следующим образом.

Сопротивление нагрузки (по переменному току) первого транзистора $R_{н1}$ в схеме на рис. 17 равно параллель-

ному соединению сопротивлений $R_{к1}$, R_1, R_2 и $R_{вх2}$. Оно может быть найдено из следующей формулы:

$$\frac{1}{R_{н1}}=\frac{1}{R_{к1}}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_{вх2}}. \qquad (38)$$

Величину $R_{н1}$ следует подставить в формулу (10) вместо $R_н$ при определении динамического коэффициента усиления по току.

Сопротивления $R_{к1}$, R_1 и R_2 шунтируют вход второго каскада, и входной ток второго каскада уменьшается. Обозначив ток в цепи коллектора первого транзистора через $I_{вых1}$, можно написать следующее равенство:

$$I_{вых1}R_{н1}=I_{вх2}R_{вх2},$$

откуда

$$\frac{I_{вх2}}{I_{вых1}}=\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}.$$

Отношение $R_{н1}/R_{вх2}$ показывает, какая часть выходного тока предыдущего каскада попадает на вход (в цепь базы транзистора) последующего. Оно является по существу коэффициентом использования коллекторного тока. Вводя коэффициент использования коллекторного тока в расчетные формулы, получим для схемы на рис. 17:

$$K_I=\beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}; \qquad (39)$$

$$K_U=\beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_н}{R_{вх1}}. \qquad (40)$$

Для n-каскадного усилителя имеем следующие соотношения:

$$K_I=\beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_{н2}}{R_{вх3}}\ldots\beta_{дn}; \qquad (41)$$

$$K_U=\beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_{н2}}{R_{вх3}}\ldots\beta_{дn}\frac{R_н}{R_{вх1}}. \qquad (42)$$

Рассмотрим принципы расчета всех элементов схемы.

Анализируя свойства схемы на средних частотах рабочего диапазона, мы пренебрегали наличием разделитель-

ных конденсаторов C_1 и C_2. При уменьшении частоты емкостное сопротивление разделительного конденсатора возрастает, что ведет к уменьшению входного тока последующего каскада и, следовательно, к уменьшению усиления. Поэтому емкость разделительного конденсатора определяют, задаваясь величиной коэффициента частотных искажений на нижней частоте диапазона:

$$C \geqslant \frac{1}{(R_{\text{вых.э}} + R_{\text{вх э}})\omega_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}, \tag{43}$$

где $R_{\text{вых э}}$ — параллельное соединенение сопротивления в цепи коллектора $R_{\text{к}}$ и выходного сопротивления транзистора в рабочих условиях в рассчитываемой схеме;

$R_{\text{вх.э}}$ — параллельное соединение входного сопротивления последующего каскада и сопротивлений, образующих цепь питания базы;

$M_{\text{н}} = \frac{K_I}{K_{I\text{н}}}$ — коэффициент частотных искажений на нижней частоте рабочего диапазона;

K_I и $K_{I\text{н}}$ — соответственно коэффициент усиления по току на средних и на нижних частотах;

$\omega_{\text{н}} = 2\pi f_{\text{н}}$ — нижняя частота рабочего диапазона частот усилителя.

Малая величина суммы $R_{\text{вых.э}} + R_{\text{вх.э}}$ по сравнению с аналогичной величиной в ламповых схемах приводит к тому, что для обеспечения малых искажений на низких частотах приходится выбирать величину C порядка нескольких микрофарад.

Величиной $M_{\text{н}}$ рассчитываемого каскада задаются, как и при расчете ламповых усилителей, исходя из заданной нормы частотных искажений на весь усилитель в целом, $M_{\text{н.общ}}$, и зная число каскадов и схему каждого каскада рассчитываемого усилителя.

Емкость разделительного конденсатора во входной цепи усилителя вычисляют также по формуле (43), заменяя в ней сопротивление $R_{\text{вых э}}$ внутренним сопротивлением генератора усиливаемого сигнала.

Емкость конденсатора $C_{\text{э}}$, который шунтирует сопротивление $R_{\text{э}}$ в цепи эмиттера (рис. 14 и 17) определяют, задаваясь коэффициентом частотных искажений, возни-

кающих на нижней частоте рабочего диапазона при включении цепочки $R_э C_э$ во входную цепь каскада:

$$C_э \geqslant \frac{1}{\omega_н R_ц} \sqrt{\frac{(\beta_д + 1)\,[2R_ц + (\beta_д + 1) R_э]}{R_э (M_н^2 - 1)}}, \qquad (44)$$

где $R_ц = R_{г.э} + R_{вх}$ — сумма входного сопротивления $R_{вх}$ транзистора и сопротивления $R_{г.э}$, которое равно параллельному соединению сопротивлений R_1 и R_2 в цепи базы транзистора рассчитываемого каскада, сопротивления $R_к$ в цепи коллектора предшествующего каскада и выходного сопротивления транзистора предшествующего каскада.

Пример 10. Определить коэффициенты усиления по току, по напряжению и по мощности усилителя (рис. 17) на транзисторах типа П13 на средних частотах рабочего диапазона. Параметры транзисторов те же, что и в предыдущих примерах.

Решение:

1) Определяем параметры второго каскада:

$$\beta_{д2} = \beta \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_{н2}} = 19 \frac{67 \cdot 10^3}{67 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 16{,}5;$$

$$R_{вх\,2} = r_б + r_э (\beta_{д2} + 1) = 600 + 20\,(16{,}5 + 1) = 950 \textit{ ом}.$$

2) Определяем параметры первого каскада:

$$\frac{1}{R_{н1}} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{вх\,2}} =$$

$$= \frac{1}{10} + \frac{1}{22} + \frac{1}{90} + \frac{1}{0{,}95} = \frac{100}{83};$$

$$R_{н1} = 0{,}83 \textit{ ком};$$

$$\beta_{д1} = 19 \frac{67 \cdot 10^3}{67 \cdot 10^3 + 0{,}83 \cdot 10^3} \approx 19;$$

$$R_{вх\,1} = 600 + 20\,(19 + 1) = 1\,000 \textit{ ом};$$

3) $K_I = \beta_{д1} \dfrac{R_{н1}}{R_{вх\,2}} \beta_{д2} = 19 \dfrac{0{,}83}{0{,}95} \cdot 16{,}5 = 274;$

4) $K_U = K_I \dfrac{R_{н2}}{R_{вх\,1}} = 274 \dfrac{10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} = 2\,740;$

5) $K_P = K_I K_U = 274 \cdot 2\,740 = 750 \cdot 10^3.$

Пример 11. Определить емкость $C_э$ конденсатора в схеме на рис. 17, если частотные искажения, создаваемые цепочкой $R_э C_э$, не должны превышать величины $M_н = 1{,}05$ при $f_н = 100$ *гц*. Внутреннее сопротивление генератора $R_г = 1\,000$ *ом*.

Решение:

$$1)\ \frac{1}{R_{г.э}} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{вых\,1}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{22} + \frac{1}{90} + \frac{1}{82} \approx \frac{1}{6}\,.$$

где

$$R_{вых\,1} = r_{вых.э}\left(1 + \frac{\beta r_э}{r_э + r_б + R_г}\right) =$$

$$= 67 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{19 \cdot 20}{20 + 600 + 1\,000}\right) = 82\ ком.$$

$$2)\ R_ц = R_{г\,э} + R_{вх\,2} = 6 + 0{,}95 = 6{,}95\ ком;$$

$$3)\ C_э \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_н R_ц} \sqrt{\frac{(\beta_д + 1)\left[2R_ц + (\beta_д + 1) R_э\right]}{R_э (M_н^2 - 1)}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 6{,}95 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{(16{,}5 + 1)\left[2 \cdot 6{,}95 \cdot 10^3 + (16{,}5 + 1)\, 2 \cdot 10^3\right]}{2 \cdot 10^3 (1{,}05^2 - 1)}} =$$

$$= 15\ мкф.$$

При выборе величины сопротивления $R_к$ в цепи коллектора приходится удовлетворять двум противоречивым требованиям: с одной стороны, желательно, чтобы сопротивление $R_к$ было возможно больше по сравнению с величиной входного сопротивления последующего каскада. С другой стороны, увеличение $R_к$ при заданном токе коллектора приводит к тому, что падение напряжения на этом сопротивлении увеличивается, а напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к.э}$ уменьшается, что ограничивает амплитуду переменной составляющей тока и напряжения в цепи коллектора (в течение той части периода усиливаемого напряжения, когда коллекторный ток возрастает, напряжение $U_{к.э}$ может упасть до нуля, и транзистор перестанет усиливать). Следует также иметь в виду, что увеличение $R_к$ в выходном реостатном каскаде связано с увеличением искажений на верхних частотах.

14. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ НА ВЕРХНИХ ЧАСТОТАХ

Мы рассматривали свойства транзистора при нижних и средних (800—1 000 *гц*) частотах звукового диапазона. На этих частотах все параметры транзистора (и его эквивалентной схемы) можно считать действительными величинами.

На верхних частотах звукового диапазона начинает проявляться комплексный характер параметров и в первую очередь коэффициента усиления по току.

Частотная зависимость коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общей базой в диапазоне звуковых частот может быть выражена формулой

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}}, \qquad (45)$$

где α_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой при низких частотах (при $f \approx 0$), т. е. та величина, которую мы до сих пор обозначали просто через α;

f_α — предельная частота усиления по току в схеме с общей базой.

Из выражения (45) следует, что фаза выходного тока будет при частоте f отставать от фазы входного на угол

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{f}{f_\alpha}.$$

Вместе с тем модуль коэффициента усиления будет уменьшаться в соответствии с формулой

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}. \qquad (46)$$

При $f = f_\alpha$ получим:

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} = 0{,}707\,\alpha_0.$$

Таким образом, предельной частотой усиления по току является такая частота, при которой коэффициент усиления по току уменьшается до 0,707 своего значения при низкой частоте.

Для схемы включения с общим эмиттером мы имеем аналогичные зависимости:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}, \qquad (47)$$

где β_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером при низких частотах;

f_β — предельная частота усиления по току (в схеме с общим эмиттером), при которой коэффициент усиления уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением при низкой частоте.

Между частотами f_α и f_β существует следующая зависимость:

$$f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha) = \frac{f_\alpha}{1 + \beta}. \qquad (48)$$

Все приведенные формулы справедливы только в диапазоне звуковых частот, а при $f \approx f_\alpha$ или соответственно $f \approx f_\beta$ они являются приближенными.

При работе на верхних частотах звукового диапазона начинают сказываться также и емкости *n-p* переходов транзистора.

Каждый *n-p* переход представляет собой два плоских слоя связанных (неподвижных) электрических зарядов, создаваемых внедрившимися в структуру полупроводника атомами донорной и акцепторной примесей. Между слоями находится область полупроводника, в которой связанные заряды отсутствуют. Следовательно, *n-p* переход подобен некоторой емкости, которая зависит от расстояния между слоями связанных зарядов, а последнее в свою очередь зависит от величины приложенного к переходу напряжения. Емкость коллекторного перехода $C_{к.б}$ между выводами коллектор—база маломощных транзисторов типа П13 и П14 достигает 100 — 150 *пф* при малых напряжениях $U_{кб}$ и уменьшается с ростом этого напряжения. Емкость эмиттерного перехода $C_{эб}$ в 2 — 3 раза больше.

Можно считать, что емкость $C_{к.б}$ в эквивалентной схеме транзистора включена параллельно сопротивлению коллектора $r_к$, а емкость $C_{э.б}$ — параллельно сопротивлению эмиттерного перехода $r_э$. Так как $r_э$ составляет де-

сятки ом, влиянием емкости $C_{э.б}$ на характеристики каскада можно пренебречь. С влиянием же емкости $C_{к.б}$ приходится считаться, так как в схеме с общей базой эта емкость включена практически параллельно выходным зажимам.

Что же касается схемы с общим эмиттером, то здесь между выходными зажимами (эмиттер—коллектор) действует не емкость

$$C_{к.э}=\frac{C_{к.б}C_{э\ б}}{C_{к.б}+C_{э.б}}<C_{к\ б},$$

как можно было бы ожидать при поверхностном рассмотрении схемы, а емкость

$$C_{к.э}=C'_{к.б}(\beta+1). \tag{49}$$

Причина изменения выходной емкости при переходе от схемы с общей базой к схеме с общим эмиттером та же, в силу которой изменяется действительная составляющая выходного сопротивления.

Емкости $C_{к\ б}$ и $C_{э.б}$ эмиттерного и коллекторного *n-p* переходов не следует смешивать с так называемой диффузионной емкостью $C_{д}$ эмиттерного перехода, природа которой заключается в следующем. Если приложенное к базе эмиттерного перехода транзистора типа *p-n-p* отрицательное (по отношению к эмиттеру) напряжение возрастает, то дырки из *p*-области начинают перемещаться в *n*-область, а электроны из *n*-области — в *p*-область. При этом абсолютное количество дырок в *n*-области и электронов в *p*-области увеличивается. При уменьшении напряжения процесс протекает в обратном порядке. Накопление и изменение объемных (пространственных) зарядов в *p*- и *n*-областях происходит таким образом, как если бы параллельно эмиттерному *n-p* переходу была включена некоторая емкость $C_{д}$.

Диффузионная емкость $C_{д}$ влияет на характер входного сопротивления транзистора значительно сильнее, чем емкость эмиттерного перехода $C_{э.б}$. При расчете усилителей звуковой частоты наличием емкостей $C_{э.б}$ и $C_{д}$ можно, как правило, пренебречь.

В паспортных данных транзисторов обычно указано минимально допустимое значение частоты f_{α} или f_{β} и вы-

ходной емкости $C_{к\,б}$. Точную величину f_β и $C_{к.э}$ конкретных экземпляров транзисторов можно измерить с помощью несложного прибора, описание которого дано в гл. 6.

Уменьшение усиления каскада на верхних частотах можно определить по формуле

$$K_{I\,в} = \frac{K'_{Iв}}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R)^2}}, \quad (50)$$

где $K'_{Iв}$ — коэффициент усиления транзистора по току на рассматриваемой частоте в режиме короткого замыкания;

$R = \dfrac{R_{вых\,э} R_{вх.э}}{R_{вых\,э} + R_{вх.э}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки рассчитываемого каскада;

C_0 — сумма выходной емкости рассчитываемого каскада и емкости монтажа.

Пример 12. Определить коэффициент частотных искажений $M_в = \left|\dfrac{K_I}{K_{Iв}}\right|$ первого каскада схемы на рис 17 при $f = 8\,000$ *гц*, если предельная частота усиления транзистора по току $f_\alpha = 600$ *кгц*, $C_{к\,б} = 40$ *пф*, емкость монтажа $C_м = 10$ *пф*.

Решение:

1) $f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha) = 600(1 - 0{,}95) = 30$ *кгц*;

2) $$\left|\frac{K_I}{K_{Iв}}\right| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}\,\sqrt{1 + (\omega C_0 R)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{8\cdot 10^3}{30\cdot 10^3}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + (2\pi\cdot 8\cdot 10^3\cdot 810\cdot 10^{-12}\cdot 0{,}83\cdot 10^3)^2} =$$

$$= 1{,}035\cdot 1{,}007 \approx 1{,}035,$$

где

$$C_0 = C_{к.э} + C_м = C_{к.б}(\beta + 1) + C_м =$$

$$= 40(19 + 1) + 10 = 810 \text{ пф};$$

$$R = R_{н1} = 0{,}83 \text{ ком}$$

(см. пример 10).

15. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА С НАГРУЗКОЙ

Прежде чем перейти к расчету схем с трансформаторной связью между каскадами, напомним некоторые положения, известные из электротехники.

Рассмотрим, как будет изменяться мощность, выделяющаяся на сопротивлении нагрузки $R_н$, при изменении этого сопротивления от нуля до бесконечно большой величины, если э. д. с. и внутреннее сопротивление генератора $R_г$ (рис. 18,*а*) остаются в продолжение опыта неизменными.

Очевидно, при $R_н \ll R_г$ э. д. с. генератора почти полностью падает на внутреннем сопротивлении генератора, и в нагрузку попадает только малая часть развиваемой генератором мощности. По мере увеличения сопротивления нагрузки мощность, выделяющаяся в нагрузке, сна-

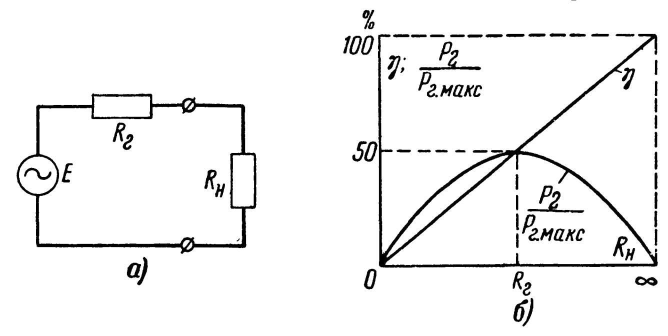


Рис. 18. Энергетические соотношения в цепи генератор—нагрузка.

чала растет, а затем, достигнув при некотором значении $R_г$ своего максимума, начинает падать (рис. 18,*б*). Уменьшение мощности в нагрузке при больших величинах $R_н$ объясняется тем, что хотя при увеличении сопротивления $R_н$ падение напряжения на нем растет, приближаясь к величине э. д. с. генератора, ток в цепи уменьшается, и эффект уменьшения тока преобладает над эффектом увеличения напряжения.

Из электротехники известно, что генератор с заданными э. д. с. и внутренним сопротивлением отдает в нагрузку наибольшую мощность в том случае, если сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению генератора ($R_н = R_г$). Легко видеть, что к. п. д. системы (т. е. отношение полезной мощности P_2 ко всей затраченной) составляет при этом 50%. Зависимость мощности в нагрузке и к. п. д. генератора η от величины сопротивления нагрузки показана на рис. 18,*б*.

На практике часто возникает необходимость обеспечить передачу максимальной мощности от генератора в нагрузку, сопротивление которой значительно отличается по величине от сопротивления генератора. Такую задачу успешно решают с помощью согласующего трансформатора, используя замечательное свойство последнего преобразовывать величину не только токов и напряжений, но и нагрузочных сопротивлений.

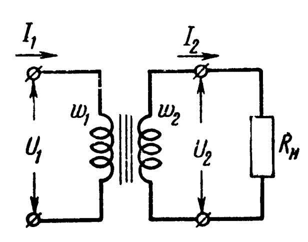


Рис. 19. Преобразование сопротивления с помощью трансформатора.

В самом деле, найдем отношение напряжения U_1 на зажимах первичной обмотки трансформатора (рис. 19) к входному току I_1 при условиях, что вторичная обмотка трансформатора нагружена на сопротивление $R_н$, потери в обмотках отсутствуют и коэффициент трансформации

$$n = \frac{w_1}{w_2},$$

где w_1 — число витков первичной обмотки;
w_2 — число витков вторичной обмотки.

Из условия отсутствия потерь следует:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2; \; U_1 = nU_2; \quad I_1 = \frac{I_2}{n}.$$

Входное сопротивление трансформатора

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{nU_2}{\frac{I_2}{n}} = n^2 \frac{U_2}{I_2}.$$

Но отношение $\frac{U_2}{I_2}$ равно сопротивлению нагрузки $R_н$, поэтому

$$R_{вх} = n^2 R_н.$$

Трансформатор как бы преобразовал, изменил в n^2 раз величину сопротивления нагрузки. Следовательно, если при $R_н \neq R_г$ мы подключим нагрузку к генератору через трансформатор с коэффициентом трансформации $n = \sqrt{\frac{R_г}{R_н}}$, то входное сопротивление трансформатора будет равно сопротивлению генератора. Половина раз-

виваемой генератором мощности попадет в первичную обмотку трансформатора и оттуда через вторичную обмотку — в сопротивление нагрузки.

Заметим, что при таком выборе n сопротивление, измеренное между зажимами вторичной обмотки, будет равно $R_н$, если первичная обмотка нагружена на $R_г$.

При наличии потерь в обмотках трансформатора формулы несколько усложняются, но принцип согласования остается неизменным.

16. ТРАНСФОРМАТОРНАЯ СВЯЗЬ КАСКАДОВ

Выходное сопротивление транзисторов в схеме с общей базой и общим эмиттером всегда значительно больше входного. Поэтому при реостатно-емкостной связи между каскадами каждый транзистор, нагруженный на входное сопротивление последующего, работает практически в режиме короткого замыкания, и развиваемая предыдущим каскадом мощность используется далеко не полностью.

Напрашивается мысль применить для электрического согласования каскадов трансформатор. Согласующий трансформатор будет пересчитывать сравнительно небольшое входное сопротивление последующего каскада в цепь коллектора предыдущего. При $w_2 < w_1$ величина пересчитанного сопротивления будет превышать величину сопротивления нагрузки вторичной обмотки. На пересчитанном сопротивлении будет выделяться бóльшая колебательная мощность, которая попадет на вход последующего каскада.

Согласующее действие трансформатора можно объяснить и по-другому. Мы знаем, что транзистор — управляемое током устройство. Для увеличения выходного тока транзистора следует увеличить его входной ток. Как известно, при $R > R_н$ согласующий трансформатор имеет больше витков в первичной обмотке, чем во вторичной, т. е. является понижающим по напряжению и повышающим по току. При включении первичной обмотки в цепь коллектора трансформатор будет увеличивать коллекторный ток в n раз и подводить его ко входу следующего каскада. Очевидно, коэффициент усиления каскада по току возрастет при этом также в n раз. Поэтому, применяя трансформаторную связь между каскадами, можно получить усиление по току не только в схеме с общим эмиттером (рис. 20,*б*), но и в схеме с общей базой (рис. 20,*а*).

Очевидно, коэффициент усиления каскада в последнем случае приблизительно будет равен коэффициенту трансформации *n*. Отмеченное обстоятельство находит применение в схемах усилителей высокой частоты, в которых транзисторы иногда включают по схеме с общей базой. Напомним, что предельная частота усиления по току в схе-

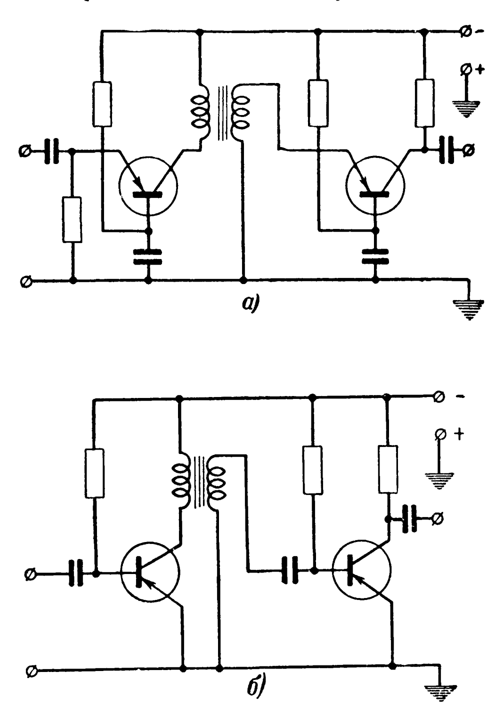


Рис. 20. Двухкаскадный усилитель с трансформаторной связью на транзисторах.
а — по схеме с общей базой; *б* — по схеме с общим эмиттером.

ме с общей базой в $(\beta+1)$ раз выше, чем в схеме с общим эмиттером.

Частотные искажения трансформаторного каскада на низких частотах обусловлены конечной величиной индуктивности первичной обмотки трансформатора. На высоких частотах, в зависимости от значения верхней частоты, типа и схемы включения транзистора, искажения могут определяться как частотной зависимостью коэффициента усиления и входного сопротивления транзистора, так и (чаще

всего) частотной характеристикой трансформатора. Искажения, вносимые трансформатором на высоких частотах, объясняются наличием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

Расчет каскада может быть выполнен с помощью следующих формул.

Коэффициент усиления по току при включении транзистора по схеме с общей базой

$$K_I = \alpha_д n, \quad (51)$$

где

$$\alpha_д = \frac{r_{вых\,б}}{r_{вых\,б} + R_н} = \frac{r_{вых.б}}{r_{вых\,б} + r_1 + r'_2 + R'_н} = \frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б} + \frac{R'_н}{\eta_{тр}}};$$

r_1 — сопротивление первичной обмотки трансформатора;

$r'_2 = r_2 n^2$ — сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное в цепь первичной обмотки;

$R'_н = n^2 R_н$ — сопротивление нагрузки вторичной обмотки, пересчитанное в цепь первичной обмотки;

$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора (обычно в каскадах предварительного усиления $\eta_{тр} \leqslant 0{,}7$).

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером усиление по току

$$K_I = \beta_д n, \quad (52)$$

где

$$\beta_д = \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н} = \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + r_1 + r'_2 + R'_н}.$$

Сопротивления обмоток связаны с величинами $R'_н$ и $\eta_{тр}$ следующим соотношением:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R'_н}{2} \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}. \quad (53)$$

Влияние сопротивлений делителя в цепи базы последующего каскада можно определить так же, как это было сделано при рассмотрении каскада с реостатно-емкостной связью.

Минимально допустимое значение индуктивности первичной обмотки

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}}, \qquad (54)$$

где

$$R_{экв} = \frac{(r_{вых} + r_1 + r_2') R_н'}{r_{вых} + r_1 + r_2' + R_н'};$$

$r_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора в рассчитываемом каскаде.

Индуктивность рассеяния трансформатора не должна превышать величины

$$L_s = \frac{r_{вых} + r_1 + r_2' + R_н'}{\omega_в} \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (55)$$

Напомним, что трансформатор легко выполним, если коэффициент рассеяния $\sigma = \frac{L_s}{L_1}$ составляет не менее 0,005 или 0,5%.

17. ОСОБЕННОСТИ СОГЛАСОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ

При конструировании усилителей на транзисторах приходится решать ряд специфических вопросов, к которым в первую очередь относится задача согласования каскадов и получение высокого входного сопротивления.

Электрическое согласование каскадов чаще всего осуществляют с помощью трансформатора.

Мы знаем, что с точки зрения отдачи максимальной мощности в нагрузку коэффициент трансформации междукаскадного трансформатора следовало бы выбирать таким, чтобы сопротивление нагрузки, пересчитанное в цепь коллектора, равнялось выходному сопротивлению транзистора ($R_н' = R_{вых}$). На практике пересчитанное сопротивление нагрузки бывает, как правило, меньше выходного сопротивления транзистора. Это объясняется следующими причинами.

Во-первых, выходное сопротивление транзистора в некоторых случаях бывает настолько велико, что не представляется возможным выполнить трансформатор, обеспе-

чивающий требуемую величину входного сопротивления.

Во-вторых, учитывая, что транзистор является устройством, управляемым током, желательно (для уменьшения нелинейных искажений при усилении больших токов) осуществлять питание входной цепи каскада от генератора тока или во всяком случае от генератора, внутреннее сопротивление которого в несколько раз превышает величину входного сопротивления каскада.

Наконец, выходное сопротивление транзистора в схеме с общей базой или с общим эмиттером зависит от величины сопротивления коллекторного перехода, которая может отличаться от табличного значения как в бо́льшую, так и в ме́ньшую сторону. Выбирая $R'_н$ в несколько раз меньшим, чем $R_{вых}$, мы предупреждаем возможность увеличения нелинейных искажений в случае применения транзистора с уменьшенной против среднего значения величиной сопротивления коллекторного перехода.

Сказанное не относится к резонансным усилителям с высокой добротностью контуров: благодаря фильтрующим свойствам контуров нелинейные искажения каскада будут весьма незначительными.

Можно осуществить согласование каскадов и без трансформатора.

Один из способов бестрансформаторного согласования каскадов состоит в том, что в цепь эмиттера последующего каскада включают не зашунтированное емкостью сопротивление $R_э$. Включение $R_э$ увеличивает входное сопротивление каскада, приближая его к величине выходного сопротивления предыдущего.

При этом легко видеть, что увеличение входного сопротивления ведет к уменьшению входного тока (тока базы транзистора) каскада, а следовательно, к уменьшению выходного тока и напряжения каскада. Таким образом, согласовав каскады с помощью сопротивления $R_э$, мы уменьшаем общее усиление усилителя.

Кажущееся противоречие легко объяснимо. Увеличив входное сопротивление каскада за счет включения $R_э$, мы действительно увеличили мощность, подводимую ко входу каскада. Однако эта мощность не подводится полностью к транзистору, а делится между сопротивлением участка эмиттер — база транзистора и сопротивлением $R_э$ в цепи эмиттера.

Та часть мощности, которая рассеивается на сопротивлении $R_э$, не принимает участия в управлении коллекторным током, т. е. не способствует увеличению усиления каскада. Поэтому применение такого способа согласования каскадов бесполезно, если с помощью согласования надеются получить максимальную мощность в нагрузке. Но такой способ можно применять, если требуется входное сопротивление усилителя сделать равным выходному сопротивлению предыдущей части схемы.

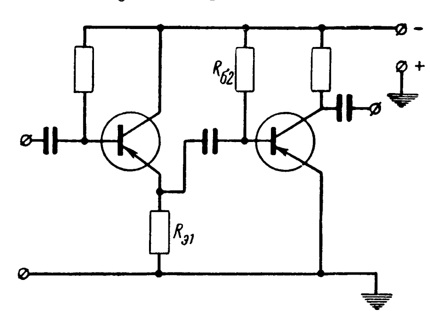


Рис. 21. Усилитель с входным каскадом, выполненным по схеме с общим коллектором.

Сказанное относится и к случаю выполнения входного каскада усилителя по схеме с общим коллектором (рис. 21).

В самом деле, коэффициент усиления по току для схемы на рис. 21 равен:

$$K_I = (1 + \beta)_{д1}\beta_{д2} \approx \beta_{д1}\beta_{д2}.$$

Для двухкаскадного усилителя при включении транзисторов по схеме с общим эмиттером

$$K_I = \beta_{д1}\beta_{д2}.$$

Усиление обеих схем, если пренебречь шунтирующим действием сопротивлений в цепи базы, коллектора и эмиттера, практически одинаково, и поэтому величина выходного тока зависит только от величины входного, который при заданной величине сопротивления генератора $R_г$ в схеме с общим эмиттером (рис. 17) всегда будет больше, чем в схеме с общим коллектором (рис. 21).

Действительно, для схемы на рис. 17

$$R_{вх1} = r_б + r_э(\beta_{д1} + 1),$$

а для схёмы на рис. 21

$$R_{вх1} = r_б + (r_э + R_{н1})(\beta + 1)_д,$$

где при

$$R_{э1} \gg R_{вх2}$$

$$R_{н1} \approx R_{вх2} \gg r_э.$$

Следовательно, включение транзистора по схеме с общим коллектором во входном каскаде из энергетических соображений нельзя считать оправданным.

Схему с общим коллектором следует применять в тех случаях, когда необходимо получить высокое входное сопротивление усилителя, чтобы не нагружать источник усиливаемого напряжения или чтобы обеспечить соответствующий режим предыдущей части схемы, для которой входное сопротивление усилителя служит нагрузкой.

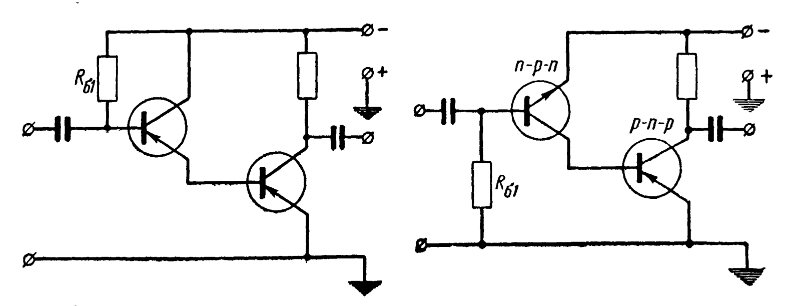


Рис. 22. Схема усилителя на „составном" транзисторе.

Рис. 23. Схема усилителя на дополнительно-симметричных транзисторах.

Увеличивая в схеме на рис. 21 сопротивление $R_{э1}$ до бесконечно большой величины, а также исключая из схемы междукаскадную разделительную емкость и сопротивление $R_{б2}$, приходим к схеме «составного» транзистора, показанной на рис. 22. В этой схеме цепь базы второго транзистора питается (по постоянной и переменной составляющей) эмиттерным током первого транзистора. Поэтому коллекторные токи обоих транзисторов не могут быть выбраны произвольно. Можно выбрать и установить либо только ток первого, либо только ток второго транзистора путем расчета или подбора величины сопротивления $R_{б1}$. Питание цепи базы первого транзистора можно осуществить также от делителя напряжения. Все сказанное о свойствах схемы рис. 21 относится к схеме рис. 22.

Со схемой «составного» транзистора (рис. 22) не следует отождествлять схему на рис. 23, образованную из

двух транзисторов с разными типами проводимости (*p-n-p* и *n-p-n*). Первый каскад усилителя на рис. 23 выполнен на транзисторе типа *n-p-n*, включенном по схеме с общим эмиттером. Можно считать, что входное напряжение прикладывается между базой и эмиттером транзистора, так как источник питания имеет небольшое внутреннее сопротивление и обычно шунтируется емкостью. Коллекторный ток первого транзистора полностью протекает по цепи базы второго, который включен также по схеме с общим эмиттером. Требуемую рабочую точку одного из транзисторов устанавливают с помощью сопротивления $R_{б1}$. Преимуществом схемы рис. 23 перед схемой двухкаскадного усилителя с общим эмиттером, выполненного на транзисторах с одинаковым характером проводимости, является отсутствие разделительного конденсатора и сопротивлений, питающих цепь базы второго каскада.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА (МОЩНОГО УСИЛИТЕЛЯ)

18. ОДНОТАКТНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Мощными усилителями называются такие каскады, в которых амплитуды переменных составляющих выходного тока и напряжения соизмеримы со значениями тока и напряжения в выбранной рабочей точке, а рассеивающаяся на коллекторе мощность близка к максимально допустимой для данного типа транзистора.

При работе в условиях, когда входной ток резко изменяет свою величину, начинает проявляться нелинейный характер входного сопротивления транзистора.

Напомним, что сопротивление эмиттерного перехода определяется формулой

$$r_э \approx \frac{25}{I_э}.$$

При изменении тока эмиттера, например, от 1 до 10 *ма* величина $r_э$ изменится от 25 до 2,5 *ом*. Сопротивление базы изменяется по аналогичному закону. Если учесть к тому же зависимость α и β от напряжения и тока коллектора, то станет ясно, почему расчет мощного усилителя производят, как правило, графическими методами.

В однотактных схемах усилителей транзисторы работают в режиме класса А. Возможность получения значительных токов коллектора при малых напряжениях батареи позволяет в некоторых случаях обойтись без применения выходного трансформатора.

Выбор схемы включения транзистора (с общим эмиттером, базой или коллектором) зависит прежде всего от допустимой величины нелинейных искажений (см. § 19) и от требуемого коэффициента усиления каскада по мощности. Влияние схемы включения транзистора на коэффициент усиления каскада легко определить, пользуясь формулами, определяющими коэффициент усиления по мощности $K_р$.

Для схемы с общей базой

$$K_P = \alpha_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.б}},$$

с общим эмиттером

$$K_P = \beta_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.э}} \approx \beta_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.б}\beta_д} = \beta_д \frac{R_н}{R_{вх.б}},$$

с общим коллектором

$$K_P = (\beta + 1)_д \frac{R_н}{R_{вх.э} + R_н},$$

где $R_{вх.б}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой;

$R_{вх.э}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером.

Если предположить, что сопротивления нагрузки и ток коллектора (а следовательно, и выходная мощность) во всех трех схемах одинаковы, и учесть, что динамические коэффициенты усиления при обычно применяемых величинах нагрузок равны статическим, то легко видеть, что схема с общим эмиттером дает в β раз большее усиление и при равной выходной мощности требует меньшую мощность раскачки, чем схема с общей базой. Усиление обеих схем зависит от отношения $R_н/R_{вх.б}$. Поэтому при $R_н \leqslant R_{вх.б}$ следует применять схему с общим коллектором, которая дает в этом случае наибольшее усиление.

Схема мощного усилителя на транзисторе с общим эмиттером изображена на рис. 24,*а*. В такой схеме рабочая точка устанавливается путем выбора величины сопротив-

ления $R_б$. Однако гораздо чаще питание базы осуществляют от делителя напряжения, особенно если выбрана схема трансформаторной связи с предоконечным каскадом (рис. 24,*б*).

Порядок расчета мощного усилителя мы рассмотрим на примере схемы с общей базой, указывая в ходе изложения на особенности расчета схемы с общим эмиттером.

Определив требуемую величину выходной (колебательной) мощности, отдаваемой транзистором, значения тока коллектора I_0 и напряжения коллектора U_0 в выбранной рабочей точке, строим на семействе выходных статических

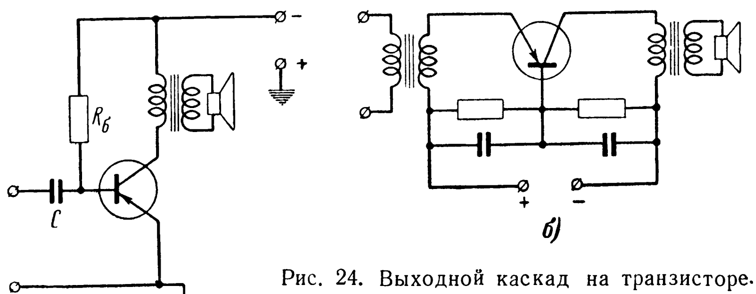


Рис. 24. Выходной каскад на транзисторе.
а — с общим эмиттером; *б* — с общей базой.

характеристик $I_к = f(U_{к.б})$ при $I_э = \text{const}$ (рис. 25) или $I_к = f_2(U_{к.э})$ при $I_б = \text{const}$ (соответственно для каскада с общей базой и с общим эмиттером) нагрузочную прямую (выходную динамическую характеристику).

Построение осуществляем по двум точкам: нагрузочная прямая должна проходить через выбранную рабочую точку (точка *А* на рис. 25) и точку, которая лежит при $I_к = 2I_0$ и $U_к = 0$ или через точку при $I_к = 0$ и $U = 2U_0$, где U_0 — напряжение на коллекторе, равное напряжению источника за вычетом падения напряжения на активном сопротивлении обмотки выходного трансформатора.

Рабочая точка должна быть выбрана таким образом, чтобы мощность, рассеивающаяся на коллекторе в режиме покоя, не превышала максимально допустимой для данного типа транзистора. Что же касается нагрузочной прямой, то она при любой схеме включения транзистора не должна выходить за пределы области, ограниченной осями координат ($I_к$, $U_к$), линией максимально допустимого значения пикового тока коллектора $I_{к.макс}$ и линией макси-

мально допустимого пикового напряжения на коллекторе.

Значения $I_{к.макс}$ и $U_{к.макс}$ приводятся в паспортных данных транзистора. Если напряжение на коллекторе хотя бы на короткое время превысит величину $U_{к.макс}$, то может произойти электрический пробой коллекторного перехода, и транзистор выйдет из строя. В то же время опыт показывает, что превышение величины тока $I_{к.макс}$ не приводит к порче транзистора, если при этом мощность рассеяния на коллекторе не превышает максимально допустимой величины, равной $P_{к.макс}$.

В паспортных данных указывается величина $P_{к.макс}$, соответствующая комнатной температуре окружающей среды. При работе германиевых транзисторов в условиях повышенной температуры допустимая мощность рассеяния на коллекторе $P_{к.доп}$ уменьшается по сравнению с величиной $P_{к.макс}$ и может быть найдена по формуле

$$P_{к.доп} = P_{к.макс} \frac{T_{пер.макс} - T_{окр}}{T_{пер.макс} - 20},$$

где $T_{пер.макс}$ — максимальная температура коллекторного перехода, °С;

$T_{окр}$ — температура окружающей среды, °С.

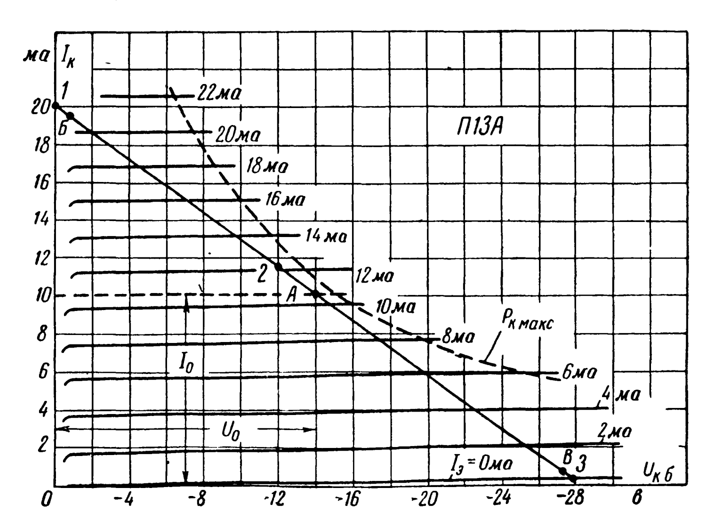


Рис. 25. Построение нагрузочной прямой для транзистора, работающего в выходном каскаде.

Значение $T_{\text{пер.макс}}$ можно найти в справочной литературе.

Гиперболу предельной мощности рассеяния можно построить, последовательно задаваясь несколькими значениями коллекторного напряжения $U_{\text{к}}$ (т. е. $U_{\text{к.э}}$ или $U_{\text{к.б}}$) и вычисляя для каждого значения $U_{\text{к}}$ соответствующую величину тока $I_{\text{к}}$ по формуле

$$I_{\text{к}} = \frac{P_{\text{к.макс}}}{U_{\text{к}}}.$$

Для некоторых типов транзисторов завод-изготовитель указывает максимально допустимые значения постоянной составляющей коллекторного тока и напряжения, исходя из которых следует выбирать рабочую точку.

При подведении ко входу каскада усиливаемого напряжения (или тока) рабочая точка будет перемещаться по нагрузочной прямой. Так как выходные статические характеристики достаточно прямолинейны во всем рабочем диапазоне токов и напряжений вплоть до нулевых значений, то, пренебрегая величиной неуправляемого обратного тока коллектора $I_{\text{к0}}$, амплитуду переменной составляющей выходного тока $I_{\text{к}m}$ и напряжения $U_{\text{к}m}$ можно принять равными соответственно величине тока I_0 и напряжения U_0 в выбранной рабочей точке.

При этом потребляемая от источника питания и рассеивающаяся на коллекторе мощность составит:

$$P_0 = I_0 U_0. \tag{56}$$

Отдаваемая транзистором мощность (на зажимах первичной обмотки трансформатора)

$$P_{\text{отд}} = \frac{U_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} \frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} \approx \frac{U_0 I_0}{2}. \tag{57}$$

Коэффициент полезного действия транзистора

$$\eta_{\text{т}} = \frac{P_{\text{отд}}}{P_0} = \frac{U_0 I_0}{2 U_0 I_0} = 0,5 \text{ (т. е. } 50\%).$$

Однако, учитывая некоторую нелинейность выходных характеристик в области малых значений коллекторного напряжения и возможность возрастания тока $I_{\text{к0}}$ при повышении температуры, следует при расчете принимать вели-

чину к. п. д. транзистора $\eta_т = 0{,}4 \div 0{,}45$. В этом случае значения амплитуд переменных составляющих тока и напряжения $I_{кm}$ и $U_{кm}$ будут связаны с током и напряжением в рабочей точке соотношением

$$\frac{U_{кm}}{U_0} = \frac{I_{кm}}{I_0} = \sqrt{2\eta_т}. \quad (58)$$

Построив нагрузочную прямую, переходим к построению входной динамической характеристики. Для этого, взяв точку пересечения нагрузочной прямой с какой-либо из выходных статических характеристик, находим соот-

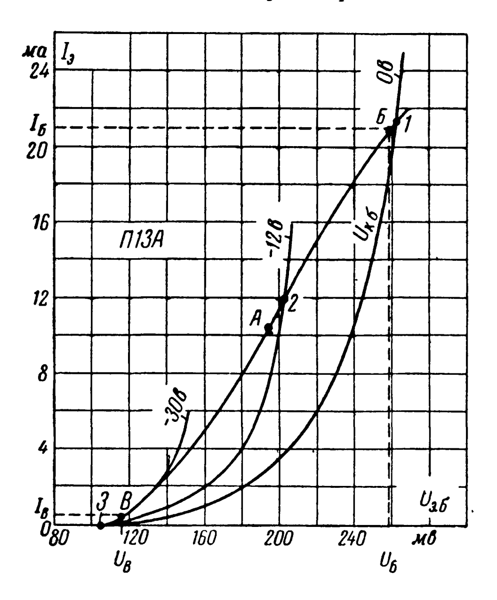


Рис. 26. Построение входной динамической характеристики транзистора.

ветствующие значения тока эмиттера $I_э$ и напряжения $U_к$ и переносим эту точку на семейство входных статических характеристик $I_э = f(U_{э.б})$ при $U_к = \text{const}$ (рис. 26).

Выполнив аналогичное построение для ряда точек и соединив перенесенные на график семейства входных статических характеристик точки плавной линией, получим входную динамическую характеристику, которая представляет собой зависимость тока эмиттера (или базы) от на-

пряжения $U_{э.б}$ между выводами базы и эмиттера при заданном сопротивлении нагрузки в цепи коллектора.

На входной динамической характеристике обязательно следует обозначить точки, соответствующие пределам изменения коллекторного тока при подаче на вход каскада усиливаемого напряжения (точки *Б* и *В* на рис. 25 и 26).

После этого можно определить требуемую входную мощность транзистора

$$P_{вх}=\frac{(I_Б-I_В)(U_Б-U_В)}{8}, \qquad (59)$$

„среднее" входное сопротивление

$$R_{вх}=\frac{U_Б-U_В}{I_Б-I_В} \qquad (60)$$

и амплитуду „среднего" входного напряжения или тока

$$U_{вх\,m}=\sqrt{2P_{вх}R_{вх}}, \qquad (61)$$

$$I_{вх\,m}=\sqrt{\frac{2P_{вх}}{R_{вх}}}. \qquad (62)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P=\frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad (63)$$

Пример 13. Рассчитать выходной каскад, имеющий выходную мощность $P_{вых}=50$ *мвт* при коэффициенте нелинейных искажений $K_н \leqslant 3\%$. Напряжение батареи $U=15$ *в*.

Решение:

1) Определим мощность, отдаваемую транзистором, приняв к. п. д выходного трансформатора $\eta_{тр}=0{,}8$:

$$P_{отд}=\frac{P_{вых}}{\eta_{тр}}=\frac{50}{0{,}8}=62{,}5 \text{ мвт}.$$

2) Определим мощность, рассеивающуюся на коллекторе, приняв к. п. д. транзистора $\eta_т=0{,}45$:

$$P_0=\frac{P_{отд}}{\eta_т}=\frac{62{,}5}{0{,}45}=140 \text{ мвт}.$$

По мощности рассеяния на коллекторе выбираем транзистор типа П13, для которого при температуре ниже 50° С наибольшая мощ-

ность рассеяния на коллекторе 150 *мвт*, наибольший постоянный ток коллектора в режиме усиления 10 *ма*, наибольшее постоянное напряжение между коллектором и базой 15 *в*. Пиковые значения тока и напряжения соответственно равны 50 *ма* и 30 *в*.

Требуемую величину нелинейных искажений можно получить включив транзистор по схеме с общей базой.

3) Определим напряжение и ток коллектора в рабочей точке, приняв падение напряжения на первичной обмотке трансформатора $\Delta U_{тр}$ равным 1 *в*:

$$U_0 = U - \Delta U_{тр} = 15 - 1 = 14 \text{ в};$$

$$I_0 = \frac{P_0}{U_0} = \frac{140 \cdot 10^{-3}}{24} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 10 \text{ ма}.$$

4) Определим амплитуду переменной составляющей коллекторного тока и напряжения

$$I_{кm} = I_0 \sqrt{2\eta_т} = 10 \sqrt{2 \cdot 0,45} = 9,5 \text{ ма};$$

$$U_{кm} = U_0 \sqrt{2\eta_т} = 14 \sqrt{2 \cdot 0,45} = 13,3 \text{ в}.$$

5) Сопротивление нагрузки транзистора

$$R_н = \frac{U_0}{I_0} = \frac{14}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,4 \text{ ком}.$$

6) На семействе статических выходных характеристик транзистора П13 (рис. 25) через выбранную рабочую точку *А* и точку с координатами $U_к = 0$ и $I_к = 2I_0$ (точка *1* на рис. 25) проводим нагрузочную прямую, на которой отмечаем точки *Б* и *В*, соответствующие току коллектора:

$$I_Б = I_0 + I_{кm} = 10 + 9,5 = 19,5 \text{ ма};$$

$$I_В = I_0 - I_{кm} = 10 - 9,5 = 0,5 \text{ ма}.$$

7) Строим входную динамическую характеристику, для чего переносим точки *1*, *2* и *3*, лежащие на нагрузочной прямой, на график семейства входных статических характеристик. Например, из рис. 25 следует, что точке *1* нагрузочной прямой ($U_к = 0$ и $I_к = 20$ *ма*) соответствует ток эмиттера $I_э = 21,5$ *ма*. Переносим эту точку на входную характеристику $I_э = f(U_{э.б})$ при $U_к = 0$.

Выполнив аналогичное построение для точек *2* и *3*, соединяем найденные таким образом на входных характеристиках точки плавной линией, которая и будет искомой входной динамической характеристикой транзистора. Очевидно, точность построения и расчета зависит от количества снятых экспериментально входных и выходных статических характеристик транзистора.

На входную динамическую характеристику наносим точки *А*, *Б* и *В*, имеющиеся на нагрузочной прямой.

8) Находим действующее значение входной мощности транзистора:

$$P_{\text{вх}} = \frac{(I_Б - I_В)(U_Б - U_В)}{8} =$$

$$= \frac{(21 - 0{,}5)\cdot 10^{-3}(0{,}258 - 0{,}116)}{8} = 0{,}365 \textit{ мвт.}$$

9) „Среднее“ входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_Б - U_В}{I_Б - I_В} = \frac{0{,}258 - 0{,}116}{(21 - 0{,}5)\cdot 10^{-3}} = 7{,}5 \textit{ ом.}$$

10) Амплитуда входного тока

$$I_{\text{вх}\,m} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{2\cdot 0{,}365\cdot 10^{-3}}{7{,}5}} = 9{,}85 \textit{ ма.}$$

11) Выходной трансформатор рассчитываем как обычно, исходя из найденной величины сопротивления нагрузки $R_{\text{н}} = 1{,}4$ *ком.*

Расчет каскада на транзисторе по схеме с общим эмиттером не отличается от рассмотренного выше. Разница состоит в том, что графические построения выполняют в этом случае, пользуясь семействами входных и выходных статических характеристик, снятых для схемы включения с общим эмиттером.

19. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ВЫХОДНОМ КАСКАДЕ

Рассмотрим сначала качественную сторону явлений. Выходные коллекторные характеристики для схемы с общей базой (рис. 25) имеют вид параллельных прямых, равноотстоящих друг от друга. Следовательно, зависимость тока коллектора от тока эмиттера $I_{\text{к}} = f(I_{\text{э}})$ при постоянном сопротивлении нагрузки представляет прямую линию, несколько искривленную в области малых токов эмиттера (рис. 27.) Если мы хотим получить на выходе каскада переменную составляющую тока, которая совпадала бы по форме с э. д. с. генератора, то необходимо, чтобы входной ток каскада также совпадал по форме с э. д. с. генератора. Последнее возможно только при условии, что сумма внутреннего сопротивления генератора

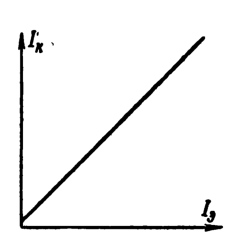


Рис. 27. Зависимость $I_{\text{к}} = f(I_{\text{э}})$ для транзистора, включенного по схеме с общей базой.

$R_г$ и входного сопротивления каскада $R_{вх}$ остается при любых значениях напряжения и тока постоянной величиной, т. е. $R_г + R_{вх} = \text{const}$.

Как известно, $R_{вх}$ зависит от величины входного тока и приблизиться к условию $R_г + R_{вх} = \text{const}$ можно только при $R_г \gg R_{вх}$. Практически выбирают:

$$R_г = (5 \div 15) R_{вх},$$

где $R_{вх}$ следует определять по формуле (60).

В каскаде с общим эмиттером явления усложняются. Прежде всего мы сталкиваемся с нелинейной зависимостью коллекторного тока от тока базы: коэффициент усиления транзистора по току с увеличением базового (и коллекторного) тока падает (рис. 28,*а*).

Если ко входу каскада подвести синусоидальный ток, т. е. питать входную цепь от генератора с бесконечно

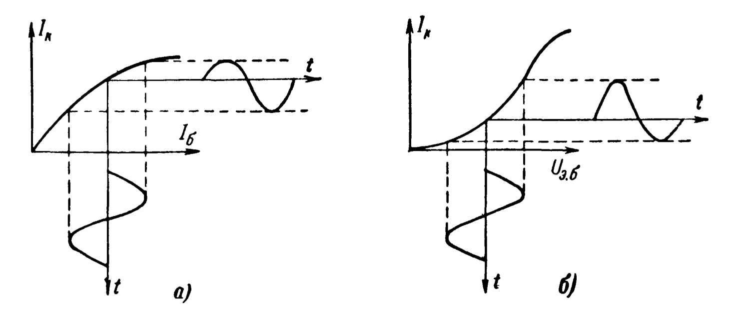


Рис. 28. Нелинейные искажения в транзисторе с общим эмиттером.

а — форма коллекторного тока при синусоидальном входном токе; *б* — форма коллекторного тока при синусоидальном входном напряжении

большим внутренним сопротивлением (от идеального генератора синусоидального тока), то ток в цепи коллектора будет несинусоидален (рис. 28,*а*). Нелинейные искажения проявляются в том, что нижняя полуволна кривой имеет бо́льшую амплитуду, чем верхняя.

Если питать входную цепь от генератора с внутренним сопротивлением, равным нулю (от идеального генератора синусоидального напряжения), то ток базы также будет несинусоидален, причем на этот раз верхняя полуволна эмиттерного (а следовательно, и коллекторного) тока будет иметь бо́льшую амплитуду, чем нижняя (рис. 28,*б*).

Очевидно, существует некоторое промежуточное между нулем и бесконечностью значение сопротивления генератора, при котором обе нелинейности скомпенсируют друг друга наиболее полно. Практически оптимальное значение сопротивления генератора имеет тот же порядок, что и «среднее» входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером.

Каскад с общим коллектором дает малые нелинейные искажения, если сопротивление нагрузки значительно превышает величину сопротивления транзистора между выводами базы и эмиттера. При малых сопротивлениях нагрузки нелинейные свойства каскада приближаются к свойствам каскада с общим эмиттером.

Коэффициент нелинейных искажений каскада можно вычислить по методу трех или пяти ординат, имея в своем распоряжении график зависимости тока коллектора $I_к$ от величины э. д. с. $E_г$ генератора входного напряжения.

Для построения такого графика следует сначала определить зависимость входного тока от величины э. д. с. генератора $E_г$ при заданном сопротивлении генератора $R_г$, воспользовавшись динамической входной характеристикой транзистора $I_э = f(U_{э.б})$ (кривая *1* на рис. 29). Для упрощения чертежа статические входные характеристики на рис. 29 не показаны.

Последующий анализ относится к схемам, в которых входное сопротивление транзистора не шунтируется сопротивлением делителя напряжения, или к схемам с делителем, в которых сопротивление делителя, шунтирующее вход транзистора, в несколько раз превышает величину «среднего» входного сопротивления транзистора.

Сравнивая токи эмиттера в точках *А* и *Б* (рис. 29), легко видеть, что ток в точке *А* (ток покоя) создается исключительно с помощью элементов схемы питания транзистора постоянным током; э. д. с. генератора при этом равна нулю.

Ток в остальных точках динамической характеристики отличается от своего значения в рабочей точке, так как э. д. с. генератора не равняется больше нулю и, складываясь с напряжением $U_{э б}$ в рабочей точке, либо увеличивает, либо уменьшает ток эмиттера.

Переменная составляющая эмиттерного тока протекает по внутреннему сопротивлению генератора, создавая на нем падение напряжения $\Delta U_г$, величина которого прямо

пропорциональна отклонению тока эмиттера $\Delta I_э$ от своего значения в рабочей точке.

Иными словами, график $\Delta U_г = \varphi(\Delta I_э)$ представляет прямую линию, проходящую через точку *Д* ($U = 0$, $I_э =$

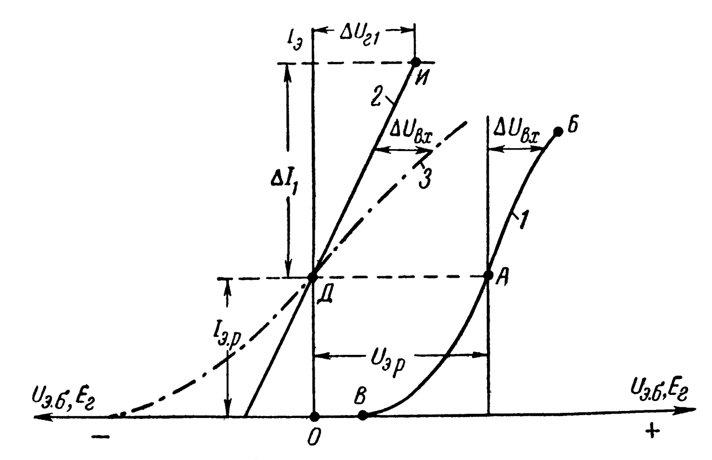


Рис. 29. Построение графика $I_э = \varphi_1(E_г)$.

1 — входная динамическая характеристика $I_э = f_1(U_{э.б})$; *2* — зависимость $\Delta U_г = \varphi(\Delta I_э)$; *3* — зависимость $I_э = \varphi_1(E_г)$.

$= I_{э.р}$) и наклонную к оси напряжений под углом $\psi = \mathrm{arc\,tg}\,\frac{\Delta I_э}{\Delta U_г}$.

Практически для построения графика задаемся какой-либо величиной приращения эмиттерного тока (ΔI_1 на рис. 29) и, зная величину внутреннего сопротивления генератора $R_г$, определяем величину падения напряжения $\Delta U_{г1}$, создаваемого током ΔI_1 на этом сопротивлении:

$$\Delta U_{г1} = \Delta I_1 R_г.$$

Наносим точку ($U = \Delta U_{г1}$; $I_э = I_{э.р} + \Delta I_1$) на график (точка *И* на рис. 29) и проводим через нее и точку *Д* прямую линию *2*, которая является искомой зависимостью $\Delta U_г = \varphi(\Delta I_э)$.

Теперь, задаваясь последовательно значениями тока в цепи эмиттера, можно найти для каждого из них э. д. с. генератора как сумму напряжений $\Delta U_г$ и $\Delta U_{вх}$:

$$E = \Delta U_г + \Delta U_{вх},$$

где $\Delta U_{вх}$ — величина переменной составляющей входного напряжения, равная разности $U_{э.б} - U_{э\,р}$.

При графическом (рис. 29) решении задачи следует через точку покоя транзистора провести прямую, параллельную оси токов, и найденные таким образом отрезки $U_{э.б} - U_{э.р}$, соответствующие определенным значениям тока эмиттера, сложить (с учетом знака) с отрезками $\Delta U_г$, соответствующими тем же значениям эмиттерного тока.

Выполнив суммирование и соединив точки плавной линией, получим зависимость входного тока каскада от э. д. с. генератора $I_{вх} = I_э = \varphi_1(E_г)$ (кривая *3* на рис. 29).

Располагая этой зависимостью и выходной динамической характеристикой, можно построить график зависимости выходного тока от э. д. с. генератора $I_к = \varphi_2(E_г)$ и по нему методом трех или пяти ординат определить амплитуды гармоник тока в выходной цепи.

Следует иметь в виду, что применение метода пяти ординат целесообразно только в том случае, если все предыдущие построения были выполнены достаточно точно на основании статических характеристик, снятых для того именно экземпляра транзистора, который будет работать в усилителе.

Пример 14. Определить коэффициент нелинейных искажений выходного каскада, рассчитанного в предыдущем примере, для двух случаев: а) сопротивление генератора $R_г \approx 0$, амплитуда э. д. с. генератора $E_{г\,m} = 63$ *мв*; б) сопротивление генератора $R_г = 20$ *ом* $\approx 3R_{вх}$; амплитуда коллекторного тока та же, что и в первом случае.

Решение:

Учитывая невысокую точность предыдущих графических построений, ведем расчет по методу трех ординат.

Случай а.

1) Из рис. 25 и 26 определяем:

при $U_{э.б} = U_A = 195$ *мв*

$$I_{э\,A} = 10{,}5 \text{ ма};\ I_к = 10 \text{ ма};$$

при $U_{э.б} = U_A + E_{г\,m} = 195 + 63 = 258$ *мв*

$$I_{э1} = 21 \text{ ма};\ I_{к1} = 19{,}5 \text{ ма};$$

при $U_{э.б} = U_A - E_{г\,m} = 195 - 63 = 132$ *мв*

$$I_{э2} = 1{,}6 \text{ ма};\ I_{к2} = 1{,}4 \text{ ма}.$$

2) Амплитуда основной частоты

$$I_1 \approx \frac{I_{к1} - I_{к2}}{2} = \frac{19,5 - 1,4}{2} = 9,05 \ ма.$$

3) Амплитуда второй гармоники

$$I_2 = \frac{I_{к1} + I_{к2} - 2I_к}{4} = \frac{19,5 + 1,4 - 2 \cdot 10}{4} = 0,225 \ ма.$$

4) Коэффициент нелинейности по второй гармонике

$$K_{f2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{0,225}{9,05} \cdot 100 \approx 2,5\%.$$

Случай б.

1) Строим зависимость $I_э = \varphi_1(E_г)$, как показано на рис. 30, где *1* — входная динамическая характеристика транзистора, перенесенная из рис. 26; *2* — зависимость падения напряжения на внутреннем сопротивлении генератора $\Delta U_г$ от тока $\Delta I_э$; *3* — зависимость $I_э = \varphi_1(E_г)$.

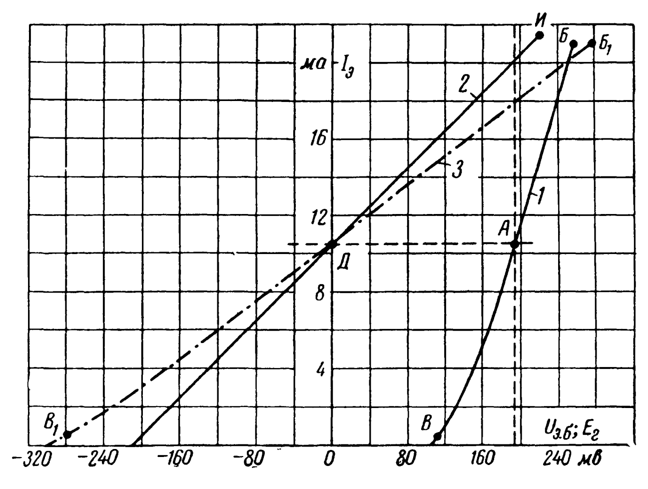


Рис. 30. Иллюстрация к примеру 14 (для случая *б*).

Прямая *2* проведена через точку *Д* с координатами $U = 0$ и $I_э = 10,5$ *ма* и точку *И* с координатами $U = \Delta I R_г = 11 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 220$ *мв* и $I = I_{э\,А} + \Delta I = 10,5 + 11 = 21,5$ *ма.*

2) По графику $I_э = \varphi_1(E_г)$ определяем, что для создания тока $I_{э1} = 21$ *ма* и $I_{к1} = 19,5$ *ма* э. д. с. генератора должна быть равна $E_г = +258$ *мв*. При $E_г = -258$ *мв* ток $I_э = 0,55$ *ма*, а ток $I_{к2} = 0,5$ *ма* Отсюда

$$I_1 = \frac{19,5 - 0,5}{2} = 9,5 \ ма;$$

$$I_2 = \frac{19,5 + 0,5 - 2 \cdot 10}{2} = 0.$$

Таким образом, амплитуда второй гармоники, а следовательно, и коэффициент нелинейности по второй гармонике практически равны нулю.

20. ДВУХТАКТНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

В двухтактной схеме транзисторы работают, как правило, в режиме класса В или АВ. Благодаря незначительной величине тока покоя при работе в режиме класса В удается получить высокий к. п. д. каскада и снимать с каждого транзистора значительно большую полезную мощность, чем в режиме класса А.

Схема двухтактного каскада с общим эмиттером изображена на рис. 31. Требуемый режим работы транзисторов (для класса А, АВ или В) устанавливают с помощью делителя R_1R_2. Сопротивление R_1 обычно в 10 и более раз превышает величину R_2. Заметим, что через сопротивление R_2 протекает не только постоянный ток делителя, но и та часть базового тока каждого транзистора, которая создается усиливаемым сигналом.

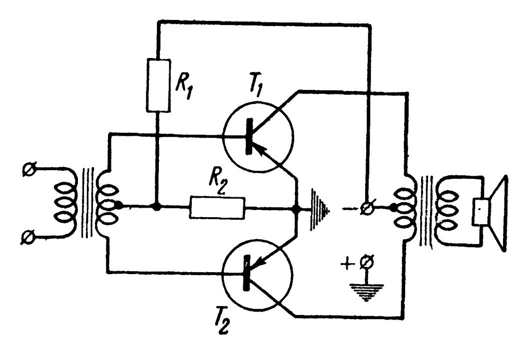


Рис. 31. Схема двухтактного каскада с общим эмиттером.

При работе в режиме класса А эта часть базового тока не содержит постоянной составляющей. Поэтому сопротивление R_2, которое, вообще говоря, только увеличивает входное сопротивление каждого из плеч каскада, можно исключить из схемы, заменив его емкостью.

При работе в режиме класса АВ или В создаваемая входным сигналом часть базового тока содержит постоянную составляющую, которая обязательно должна замкнуть-

ся на эмиттер. Поэтому исключать из схемы сопротивление R_2 нельзя.

Обеспечить работу в режиме класса В проще всего можно было бы, замкнув накоротко сопротивление R_2 и исключив из схемы (оборвав) сопротивление R_1, т. е. исключив делитель и соединив среднюю точку обмотки входного трансформатора с эмиттерами транзисторов.

При этом в состоянии покоя в цепи коллектора каждого из транзисторов будет протекать несколько меньший, чем $I_{к0э}$, ток. При подведении ко входу каскада синусоидального напряжения транзисторы будут работать по очереди. При отрицательной (относительно общей точки) полуволне напряжения на базе транзистора T_1 в цепи коллектора этого транзистора протекает ток. Транзистор T_2 заперт положительным напряжением, приложенным к базе. В течение следующего полупериода имеем обратную картину: транзистор T_1 заперт, а T_2 проводит ток. Для нормальной работы каскада необходимо, чтобы коэффициенты усиления обоих транзисторов по току были одинаковы.

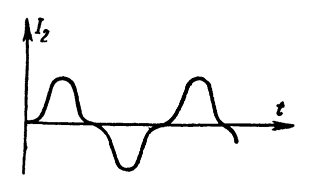


Рис. 32. Искажения в двухтактном каскаде в режиме класса В при малых токах базы.

Однако при работе в идеальном режиме класса В в транзисторном двухтактном каскаде появляются специфические искажения, так называемая «ступенька» (рис. 32). Ступенька возникает вследствие того, что при малых входных токах сопротивление эмиттерного перехода возрастает, что в свою очередь еще больше уменьшает входной и выходной токи.

Уменьшить влияние нелинейности и сгладить ступеньку можно было бы путем выбора оптимального, с точки зрения величины нелинейных искажений, сопротивления генератора. Вторым способом уменьшения нелинейных искажений является введение в схему усилителя отрицательной обратной связи. Наконец, третий способ, не требующий длительных расчетов и графических построений, заключается в увеличении тока покоя транзисторов, т. е. в переходе от режима класса В к режиму класса АВ. Уже при токе покоя, равном 1—2 *ма* (для маломощных транзисторов), удается значительно уменьшить влияние нелинейности входного сопротивления транзистора при малых сигналах.

Рассмотрим количественную сторону явлений в двухтактном каскаде, работающем в режиме класса В.

Выходная динамическая характеристика (нагрузочная прямая) одного плеча двухтактного каскада по схеме с общим эмиттером изображена на рис. 33. Положение рабочей точки определяется координатами $U_{к.э} = U_0$

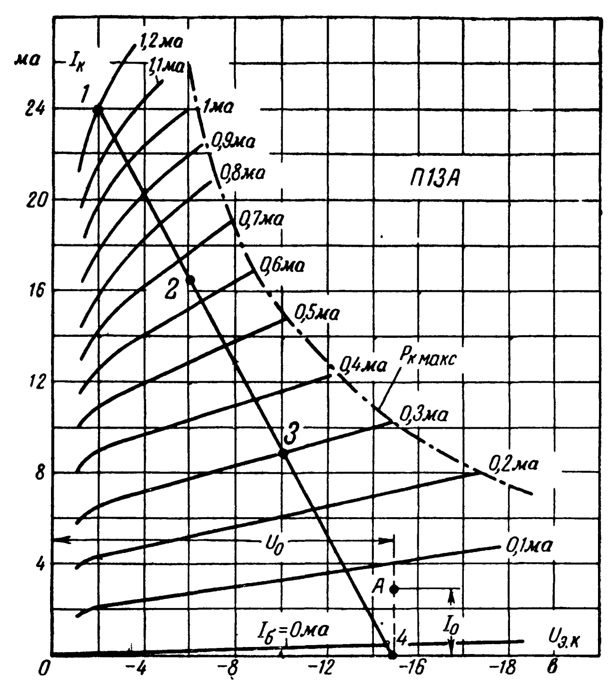


Рис. 33. Выходная динамическая характеристика одного плеча двухтактного каскада с общим эмиттером в режиме класса АВ.

и $I_к = I_0$, где $U_0 = U - \Delta U_{тр}$. При выборе рабочей точки транзистора в двухтактной схеме существуют те же ограничения, что и в случае однотактной схемы.

Следует иметь в виду, что хотя изображенная характеристика одного плеча кончается при $U_{к.э} = U_0$, в действительности пиковое значение напряжения на коллекторе транзистора может в два раза превышать величину напряжения батареи. Это объясняется тем, что в процессе работы в полуобмотке выходного трансформатора, соединенной

с запертым транзистором, наводится (за счет протекания тока в другой полуобмотке) э. д. с., которая складывается с напряжением батареи.

Может возникнуть вопрос, почему прямая *1—4* (динамическая выходная характеристика плеча) не проходит через точку A, т. е. точку покоя. Дело в том, что точки *1*, *2* и *3* соответствуют открытому состоянию рассматриваемого транзистора. Второй транзистор в это время заперт. Ток в обмотке выходного трансформатора, равный разности токов обоих транзисторов, определяется в эти моменты исключительно током рассматриваемого транзистора. В точке *4* э. д. с. сигнала равна нулю; по обеим полуобмоткам протекают токи покоя каждого из транзисторов, разность которых равна нулю, что соответствует нулевому значению выходного тока.

Динамическая характеристика дает нам амплитуды переменной составляющей напряжения $U_{\text{к}\,m}$ и тока $I_{\text{к}\,m}$, которые вырабатываются двумя транзисторами, рассматриваемыми как единое целое. Отсюда колебательная мощность, отдаваемая двумя транзисторами:

$$P_{\text{отд}2}=\frac{U_{\text{к}\,m}}{\sqrt{2}}\,\frac{I_{\text{к}\,m}}{\sqrt{2}}=\frac{U_{\text{к}\,m}I_{\text{к}\,m}}{2}=\frac{U_0I_{\text{макс}}}{2}, \qquad (64)$$

где $I_{\text{макс}}$ — пиковое значение коллекторного тока транзистора.

Постоянная составляющая коллекторного тока двух транзисторов

$$I_{\text{п}2}=2\left(\frac{I_{\text{макс}}-I_0}{\pi}+I_0\right)=$$

$$=\frac{2}{\pi}[I_{\text{макс}}+I_0(\pi-1)]=0{,}635[I_{\text{макс}}+I_0(\pi-1)]. \qquad (65)$$

Мощность, потребляемая от батареи двумя транзисторами при максимальном сигнале,

$$P_{\text{б}2}=U_0I_{\text{п}2}=\frac{2U_0}{\pi}[I_{\text{макс}}+I_0(\pi-1)]. \qquad (66)$$

Мощность рассеяния на коллекторах двух транзисторов равна разности потребляемой от батареи и колебательной мощностей:

$$P_{\text{к}2}=P_{\text{б}2}-P_{\text{отд}\,2}. \qquad (67$$

Коэффициент полезного действия транзисторов

$$\eta_т = \frac{P_{отд2}}{P_{б2}}. \qquad (68)$$

Подставляя значения $P_{отд2}$ и $P_{б2}$ при $I_0 = 0$, получим $\eta_т = 0{,}78$. Таким образом, максимально возможное значение к. п. д. при работе в режиме класса В составляет 78%. При $I_0 \neq 0$ к. п. д. будет меньше.

Сопротивление нагрузки одного плеча каскада

$$R_н = \frac{U_{к\,m}}{I_{к\,m}}. \qquad (69)$$

Расчет выходного трансформатора удобно вести на одно плечо, т. е. рассчитать коэффициент трансформации между первичной полуобмоткой и всей вторичной обмоткой, исходя из условия согласования сопротивления нагрузки вторичной обмотки R_2 с сопротивлением $R_н$, вычисленным по формуле (69). При конструктивном расчете следует учесть, что первичных полуобмоток имеется две.

Это равносильно тому, что мы сразу рассчитываем трансформатор для согласования сопротивления нагрузки вторичной обмотки R_2 с сопротивлением $4R_н$, где $R_н$ определяется по формуле (69), и, рассчитав таким образом трансформатор, делаем вывод средней точки первичной обмотки. Множитель 4 появляется потому, что увеличение в K раз числа витков одной из обмоток во столько же раз изменяет коэффициент трансформации и в K^2 раз изменяет величину согласовываемых сопротивлений.

При выборе типа транзистора следует иметь в виду, что величина рассеивающейся на коллекторе мощности связана с амплитудным значением тока сложной зависимостью: при заданном напряжении питания U мощность, рассеивающаяся на коллекторе, растет пропорционально амплитуде тока, а колебательная мощность — пропорционально квадрату амплитуды тока. Поэтому при некотором значении амплитуды тока мощность рассеяния на коллекторе достигает максимума, после чего начинает уменьшаться. Анализ показывает, что при работе в режиме класса В максимальная полезная (колебательная) мощность, снимаемая с двух транзисторов, не должна превышать более чем в 2,5 раза максимально допустимую мощность рассеяния на коллекторах обоих транзисторов.

Построение динамической входной характеристики производится (для одного плеча) так же, как и в случае однотактной схемы. Порядок расчета нелинейных искажений можно найти в приводимом ниже примере.

Пример 15. Рассчитать двухтактный выходной каскад, имеющий выходную мощность $P_{вых} = 125$ *мвт* при коэффициенте нелинейных искажений $K_н \leqslant 10\%$. Напряжение батареи $U = 15$ *в*.

Решение:

1) Мощность, отдаваемая двумя транзисторами, с учетом к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр} = 0{,}8$

$$P_{отд\,2} = \frac{P_{вых}}{\eta_{тр}} = \frac{125}{0{,}8} = 156 \text{ мвт}.$$

2) По мощности $P_{отд\,2}$ выбираем транзисторы типа П13, так как два транзистора типа П13 в двухтактном каскаде в режиме класса В теоретически могут отдавать мощность

$$P_{отд\,2} = 2{,}5P_{к.макс\,2} = 2{,}5 \cdot 150 \cdot 2 = 750 \text{ мвт}.$$

3) Учитывая нелинейность выходных характеристик транзистора в области малых напряжений $U_{к.э}$ при больших токах базы, принимаем амплитуду переменной составляющей напряжения на коллекторах на 2 *в* меньше, чем напряжение в рабочей точке:

$$U_{к\,m} = U_0 - 2 \approx U - 2 = 15 - 2 = 13 \text{ в}.$$

4) Определяем амплитуду переменной составляющей тока в цепи коллекторов:

$$I_{к\,m} = \frac{2P_{отд\,2}}{U_{к\,m}} = \frac{2 \cdot 156}{13} = 24 \text{ ма}.$$

5) На семействе выходных статических характеристик транзистора П13 для схемы с общим эмиттером (рис. 33) через точки

$$I_к = I_{к\,m},\ U_{к.э} = 2 \text{ в} \quad \text{и} \quad I_к = 0,\ U_{к.э} = U$$

проводим прямую, которая и будет являться динамической выходной характеристикой одного плеча схемы.

6) С целью уменьшения нелинейных искажений принимаем ток покоя I_0 равным 3 *ма*.

7) Постоянная составляющая коллекторного тока двух транзисторов

$$I_{п2} = 0{,}635\,[I_{макс} + I_0(\pi - 1)] =$$
$$= 0{,}635\,[24 + 3(\pi - 1)] = 19{,}3 \text{ ма}.$$

8) Мощность, потребляемая от батареи двумя транзисторами,

$$P_{б2} = UI_{п2} = 15 \cdot 19{,}3 = 290 \text{ мвт}.$$

9) Мощность, рассеивающаяся на коллекторах двух транзисторов,

$$P_{к2} = P_{б2} - P_{отд\,2} = 290 - 156 = 134 \text{ мвт}.$$

10) К. п. д. транзисторов

$$\eta_т = \frac{P_{отд\,2}}{P_{б2}} = \frac{156}{280} = 0{,}54, \text{ т. е. } 54\%.$$

11) Сопротивление нагрузки одного плеча каскада

$$R_н = \frac{U_{к\,m}}{I_{к\,m}} = \frac{13}{24 \cdot 10^{-3}} = 540 \text{ ом}.$$

12) Перенеся точки *1*, *2*, *3* и *4* выходной динамической характеристики (рис. 33) на семейство входных статических характеристик $I_б = f(U_{э.б})$ и соединив их плавной линией, получим входную динамическую характеристику. Можно воспользоваться также семейством входных статических характеристик $I_э = f_1(U_{э.б})$, как показано на рис. 34. При этом следует исходить из того, что $I_э = I_б + I_к$.

Например, точка *1* (рис. 33), соответствующая $U_{к.э} = -2$ *в*, $I_к = 24$ *ма*, $I_б = 1{,}2$ *ма*, переносится на рис. 34 в точку *1*, соответствующую $U_{к.э} = -2$ *в*, $I_э = I_к + I_б = 24 + 1{,}2 = 25{,}2$ *ма*.

13) Входная мощность (на оба плеча)

$$P_{вх\,2} = \frac{U_{э.б1} I_{б1}}{2} = \frac{0{,}258 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3}}{2} = 0{,}155 \text{ мвт},$$

где индекс *1* обозначает номер точки на входной динамической характеристике.

14) „Среднее" входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{э.б1}}{I_{б1}} = \frac{0{,}258}{1{,}2 \cdot 10^{-3}} = 215 \text{ ом}.$$

15) Так как входная динамическая характеристика получилась выпуклой, следует для уменьшения нелинейных искажений выбирать сопротивление генератора меньшее, чем $R_{вх}$.

Приняв $R_г = 100$ *ом*, определяем зависимость выходного тока от величины э. д. с. генератора E.

Для точек *1*, *2*, *3* и *4* имеем соответственно:

$$E_{г1} = \Delta I_{б1} R_г + \Delta U_{э.б1} = 1{,}14 \cdot 100 + 110 = 224 \text{ мв и } I_{вых\,1} = 24 \text{ ма};$$

$$E_{г2} = \Delta I_{б2} R_г + \Delta U_{э.б2} = 0{,}6 \cdot 100 + 63 = 123 \text{ мв и } I_{вых\,2} = 16{,}5 \text{ ма};$$

$$E_{г3} = \Delta I_{б3} R_г + \Delta U_{э.б3} = 0{,}24 \cdot 100 + 42 = 66 \text{ мв и } I_{вых\,3} = 9 \text{ ма};$$

$$E_{г4} = 0 \text{ мв и } I_{вых\,4} = 0 \text{ ма},$$

где $\Delta U_{э.б}$ определяем по графику рис. 34, как разность между напряжением $U_{э.б}$ и напряжением $U_{э.б0}$ в рабочей точке в состоянии покоя, которое в данном случае равно 148 *мв*;

$\Delta I_б$ — разность между током базы в рассматриваемой и рабочей точках.

Построив график $I_{вых} = \varphi(E_г)$ (рис. 35), определяем из него значения тока коллектора $I_к$ при э. д. с. $E_г = E_{г\,m}$ и $E_г = 0{,}5E_{г\,m}$, обозначаемые в дальнейшем I_m и I':

$$I_m = 24 \text{ ма};$$

$$I' = 14{,}8 \text{ ма}.$$

Предполагая, что токи коллекторов в плечах двухтактной схемы отличаются в $(1 + a)$ раз от номинального значения (в одном плече в

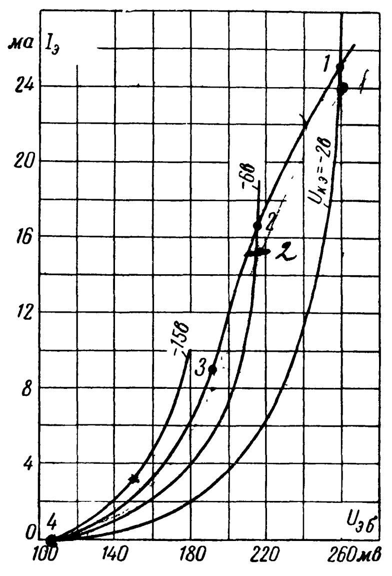


Рис. 34. Построение входной динамической характеристики.

Рис. 35. Зависимость $I_{вых} = \varphi(E_г)$.

большую, а в другом в меньшую сторону), определим амплитуду гармоник и коэффициент нелинейных искажений, приняв $a = 0{,}1$:

амплитуда первой гармоники

$$I_1 = \frac{2I_m + 2I'}{3} = \frac{2 \cdot 24 + 2 \cdot 14{,}8}{3} = 25{,}9 \text{ ма};$$

амплитуда второй гармоники

$$I_2 = \frac{aI_m - 2aI_0}{2} = \frac{0{,}1 \cdot 24 - 2 \cdot 0{,}1 \cdot 3}{2} = 0{,}9 \text{ ма};$$

амплитуда третьей гармоники

$$I_3 = \frac{2I_m - 4I'}{6} = \frac{2 \cdot 24 - 4 \cdot 14{,}8}{6} = -1{,}87 \text{ ма};$$

коэффициент нелинейных искажений

$$k_f = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0{,}9^2 + 1{,}87^2}}{25{,}9} = 0{,}08, \text{ т. е. } 8\%.$$

Легко видеть, что в рассчитываемой схеме сопротивление делителя R_2 по отношению к транзисторам является как бы частью внутреннего сопротивления генератора. Поэтому принятая при расчете величина $R_г = 100$ *ом* представляет собой сумму сопротивления R_2 и выходного сопротивления предоконечного каскада.

Каждую полуобмотку выходного трансформатора предоконечного каскада необходимо рассчитывать для работы на сопротивление нагрузки, равное $R_2 + R_{вх}$, где $R_{вх}$ определяется по формуле, приведенной в примере расчета При конструктивном расчете следует учесть, что трансформатор имеет две вторичных полуобмотки.

Расчет двухтактного каскада с общей базой выполняется аналогично. Развивая меньшее усиление по мощности, каскад с общей базой дает значительно меньшие нелинейные искажения.

21. ФАЗОИНВЕРСНЫЙ КАСКАД

К эмиттерным или базовым выводам транзисторов, работающих в двухтактном каскаде, необходимо подводить равные по величине и взаимно противоположные по фазе токи от фазоинверсного каскада. Такие токи легче всего получить с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод средней точки. Применение трансформатора дает возможность, помимо инверсии фазы, получить дополнительное усиление по току за счет согласования генератора с нагрузкой.

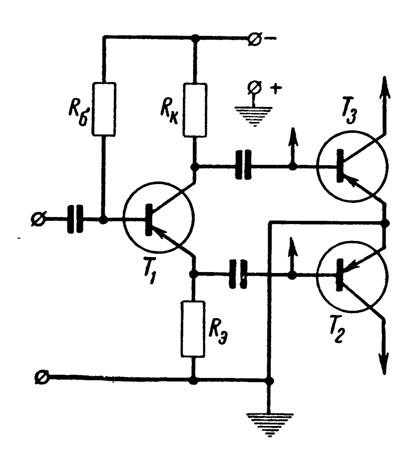


Рис. 36. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой.

Известны также бестрансформаторные схемы фазоинверсных каскадов. Простейшая из них — схема

с разделенной нагрузкой (рис. 36) внешне напоминает аналогичную ламповую схему.

Если сопротивления $R_э$ и $R_к$ значительно превышают величину входного сопротивления транзисторов последующего каскада, то переменная составляющая эмиттерного тока почти полностью будет протекать по цепи эмиттер — база транзистора T_2, а переменная составляющая коллекторного тока по такой же цепи транзистора T_3.

Следовательно, транзистор T_1 работает практически в режиме короткого замыкания с коэффициентом усиления по току, равным статическому. В этом заключается существенное преимущество транзисторного каскада с разделенной нагрузкой перед ламповым, который не дает усиления напряжения.

Одной из причин нелинейных искажений в таком каскаде является нелинейность входного сопротивления $R_{вх2}$ транзистора T_2. В самом деле, входное сопротивление фазоинверсного каскада

$$R_{вх1} = r_{б1} + \left(r_{э1} + \frac{R_э R_{вх2}}{R_э + R_{вх2}}\right)(\beta_{д1} + 1) \approx r_{б1} + \\ + (r_{э1} + R_{вх2})(\beta_1 + 1).$$

Изменения величины $R_{вх2}$ передаются в усиленном в $(\beta + 1)$ раз виде на вход каскада. Уменьшить величину нелинейных искажений можно путем подбора сопротивлений $R_э$ и $R_к$.

Еще одна бестрансформаторная схема фазоинверсного каскада показана на рис. 37. В этой схеме входное сопротивление транзистора T_2 включено параллельно сопротивлению $R_э$, основное назначение которого сводится к обеспечению питания транзисторов T_1 и T_2 постоянной составляющей тока.

Сопротивление $R_э$ должно быть в несколько раз больше, чем входное сопротивление транзистора T_2 по переменной составляющей. Тогда переменная составляющая тока эмиттера транзистора T_1 будет почти полностью протекать по цепи эмиттера транзистора T_2, вызывая в цепи коллектора ток $I_{к2} = \alpha_2 I_{э2}$ и в цепи базы ток $I_{б2} = = I_{э2}(1 - \alpha_2)$.

Так как $I_{э2} \approx I_{э1}$, то при $\alpha_2 = \alpha_1$ получим:

$$I_{к1} = I_{к2} \text{ и } I_{б1} = I_{б2}.$$

Входное сопротивление схемы будет равно:

$$R_{вх} = R_{вх1} + \frac{R_{вх2}R_э}{R_{вх2} + R_э} \approx R_{вх1} + R_{вх2} \approx 2R_{вх1}.$$

Рассмотренная схема включения транзисторов T_1 и T_2 может быть применена в качестве двухтактного выходного каскада, работающего в режиме класса А. Для этого до-

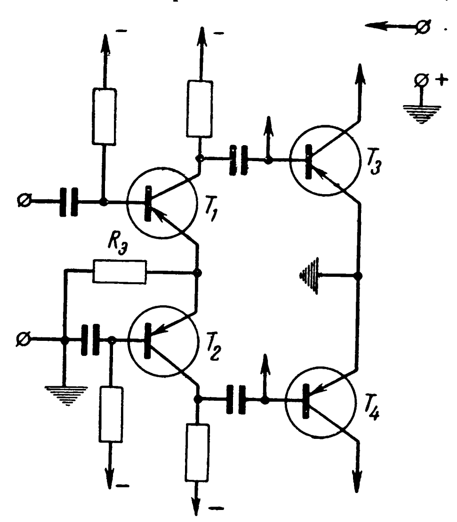


Рис. 37. Схема фазоинверсного каскада с эмиттерной связью.

статочно между коллекторами транзисторов T_1 и T_2 включить первичную обмотку выходного трансформатора, средняя точка которого соединена с минусовым зажимом батареи питания.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

22. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМАХ

Мы привыкли к тому, что в усилителях с электронными лампами для осуществления обратной связи необходимо подвести ко входным зажимам усилительного элемента напряжение, пропорциональное выходному напряжению или току.

В транзисторных схемах необходимо подводить ко входным зажимам усилительного элемента не напряжение, а т о к обратной связи. Если ток обратной связи пропорционален выходному току, то мы имеем связь по току. Если же ток обратной связи пропорционален выходному напряжению, то мы имеем дело со связью по напряжению.

Чтобы определить характер обратной связи (по току или по напряжению), следует мысленно замкнуть накоротко сопротивление нагрузки. Если при этом переменная составляющая тока в цепи обратной связи пропадет, значит в схеме существовала (до замыкания сопротивления нагрузки) связь по напряжению. Если же переменная составляющая тока в цепи обратной связи при замыкании нагрузки не пропадает, то это говорит о наличии в схеме обратной связи по току.

По способу подачи тока обратной связи на вход усилителя различают параллельную и последовательную обратную связь. При параллельной обратной связи ток обратной связи подводится ко входу транзистора вместе («параллельно») с усиливаемым током. При последовательной же обратной связи сопротивление, через которое протекает ток обратной связи, включено между входными зажимами каскада последовательно со входом транзистора.

Формула, характеризующая влияние обратной связи на коэффициент усиления по току транзисторного усилителя, имеет следующий вид:

$$K_{I\,c} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{K_I(1-\gamma)}{1-BK_I}, \qquad (70)$$

где K_I — коэффициент усиления рассчитываемого усилителя (или каскада) при оборванной цепи обратной связи, т. е. при отсутствии обратной связи;

$K_{I\,c}$ — то же при наличии обратной связи;

B — коэффициент обратной связи, показывающий, какая часть выходного тока попадает на вход усилителя;

γ — коэффициент, показывающий, какая часть выходного тока ответвляется в цепь обратной связи (рис. 38).

Эта формула отличается от подобной формулы для усилителей на электронных лампах тем, что в ней присутствует дополнительный множитель $(1-\gamma)$, который учитывает, что часть выходного тока усилителя идет в цепь обратной связи, минуя сопротивление нагрузки.

Входное сопротивление каскада с элементом последовательной обратной связи можно определить по формулам, выведенным в гл. 2. Кажущееся входное сопротивле-

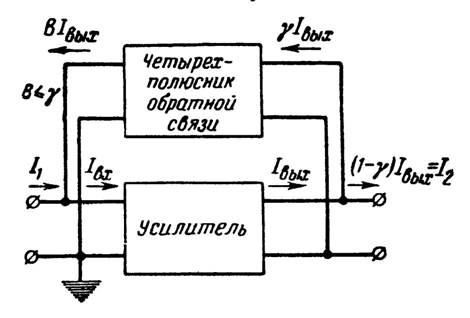


Рис. 38. Распределение токов в транзисторном усилителе, охваченном обратной связью.

ние транзистора в каскаде, охваченном параллельной обратной связью, равно:

$$Z_{\text{вх.с}} = \frac{Z_{\text{вх}}}{1 - BK_I}, \tag{71}$$

где $Z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление того же транзистора при разомкнутой цепи обратной связи.

Связь по напряжению уменьшает в $(1 - BK_I)$ раз выходное сопротивление каскада. Связь по току увеличивает выходное сопротивление каскада во столько же раз.

В приведенных формулах мы полагали $B > 0$. При $B < 0$ (т. е. в случае отрицательной обратной связи) знак во всех формулах перед произведением BK_I меняется на обратный (на плюс).

23. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Рассмотрим схему на рис. 39. Переменная составляющая напряжения, возникающего на сопротивлении $R_к$, создает ток в сопротивлении $R_б$ и базе транзистора. Этот ток обратной связи направлен навстречу входному току каскада. При замыкании накоротко сопротивления $R_к$ переменная составляющая тока в цепи базы пропадает. Следовательно, в схеме существует параллельная отрицательная обратная связь по напряжению.

Объясняя работу схемы, можно сказать также, что ток коллектора разветвляется между соединенными параллельно сопротивлениями $R_к$ и $(R_б + R_{вх})$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора.

Полагая для упрощения $R_б + R_{вх} \approx R_б$, получим с учетом принятых на рис. 39 обозначений следующие выражения:

$$I_{вых} \frac{R_к R_б}{R_к + R_б} = I' R_б;$$

$$B = \frac{I'}{I_{вых}} = \frac{R_к}{R_к + R_б}. \qquad (72)$$

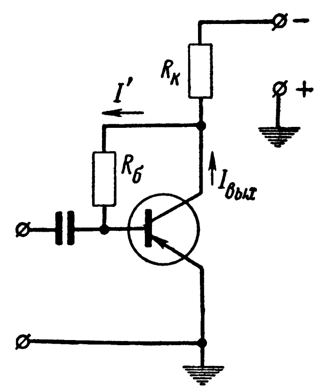


Рис. 39. Схема с параллельной обратной связью.

Так как весь ток, ответвляющийся в цепь обратной связи, попадает в рассматриваемой схеме на вход усилителя, то

$$\gamma = B. \qquad (73)$$

Подставляя значения B и γ из выражений (72) и (73) в формулу (70) и учитывая, что $K_I = \beta_д$, получим следующее выражение для коэффициента усиления по току в схеме на рис. 39:

$$K_{I\,с} = \frac{\beta_д \left(1 - \frac{R_к}{R_к + R_б}\right)}{1 + \frac{R_к}{R_к + R_б} \beta_д}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $\left(1 - \frac{R_к}{R_к + R_б}\right)$, приходим к окончательной формуле:

$$K_{I\,с} = \frac{\beta_д}{1 + \frac{R_к}{R_б}(\beta_д + 1)}. \qquad (74)$$

Если сопротивление нагрузки по переменной составляющей $R_н$ отличается от величины $R_к$, то во все предыдущие формулы необходимо подставлять вместо $R_к$ величину $R_н$.

Пример 16. 1. Определить коэффициент усиления по току K_{Ic} и входное сопротивление усилительного каскада на рис. 39, если $R_к = 10$ *ком* и $R_б = 50$ *ком*. 2. Определить, при каком значении $R_б$ коэффициент усиления каскада уменьшится вдвое по сравнению со случаем отсутствия обратной связи.

Решение:

1. Используя результаты расчета примера 4, имеем:

$$K_{I\,с} = \frac{\beta_д}{1 + \frac{R_к}{R_б}(\beta_д + 1)} = \frac{16{,}5}{1 + \frac{10 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3} \cdot (16{,}5 + 1)} \approx 3{,}7.$$

Пренебрегая шунтирующим действием сопротивления $R_б$, получаем:

$$R_{вх.с} = \frac{R_{вх}}{1 + BK_I} = \frac{R_{вх}}{1 + \frac{R_к}{R_к + R_б}\beta_д} =$$

$$= \frac{950}{1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10^3} 16{,}5} = 252 \text{ ом}.$$

2. Из условия

$$\frac{K_I}{K_{I\,с}} = 1 + \frac{R_к}{R_б}(\beta_д + 1) = 2$$

находим:

$$R_б = R_к(\beta_д + 1) = 10 \cdot 10^3 (16{,}5 + 1) = 175 \text{ ком}.$$

24. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Схема каскада с последовательной обратной связью изображена на рис. 40 (транзистор T_2). Элементом отрицательной обратной связи является сопротивление $R_{э2}$ в цепи эмиттера второго транзистора. Сопротивление $R_{э2}$ обычно имеет не слишком большую величину и его включение практически не приводит к сколько-нибудь заметному изменению динамического коэффициента усиления транзистора по току.

Однако включение сопротивления в цепь эмиттера приводит к изменению (к увеличению) входного сопротивления $R_{вх2}$ транзистора T_2, а это в свою очередь влечет за собой перераспределение выходного тока первого транзистора между сопротивлениями $R_{к1}$, R_1, R_2 и $R_{вх2}$. Входной ток второго транзистора падает. Степень уменьшения входного тока характеризует глубину отрицательной обратной связи.

Легко видеть, что замыкание накоротко сопротивления нагрузки второго транзистора не устраняет влияния $R_{э2}$ на величину входного сопротивления транзистора. Следовательно, мы имеем случай обратной связи по току.

Чтобы определить глубину обратной связи, необходимо рассмотреть зависимость коэффициента усиления между точками *1—1* и *2—2* схемы на рис. 40 от вели-

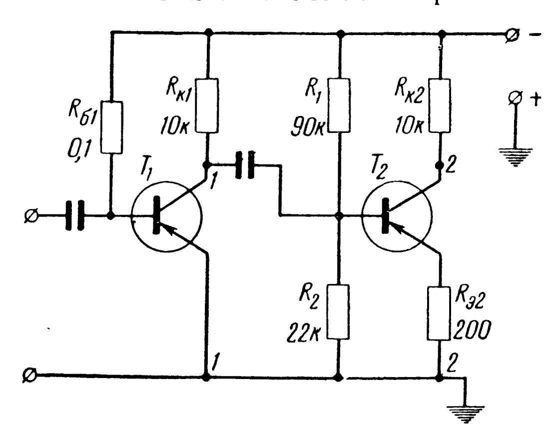


Рис. 40. Схема с последовательной обратной связью.

чины $R_{э2}$. Обозначив коэффициент усиления по току этого участка схемы при замкнутом накоротко сопротивлении $R_{э2}$ через K_I и при наличии $R_{э2}$ через $K_{I\,c}$, получим:

$$K_I = \frac{R_н}{R_{вх2}} \beta_{д2};$$

$$K_{I\,c} = \frac{R_{нс}}{R_{вх\,2_c}} \beta_{д2c} \approx \frac{R_{нс}}{R_{вх\,2c}} \beta_{д2},$$

где

$$\frac{1}{R_н} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{вх2}};$$

$$R_{вх2} = r_{б2} + r_{э2}(\beta_{д2} + 1);$$

$$\frac{1}{R_{нс}} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{вх\,2c}};$$

$$R_{вх\,2c} = r_{б2} + (r_{э2} + R_{э2})(\beta_{д2} + 1) = R_{вх2} + R_{э2}(\beta_{д2} + 1).$$

Из предыдущих равенств можно вывести следующую расчетную формулу:

$$\frac{K_I}{K_{I\,c}}=\frac{R_{э.г}+R_{вх\,2с}}{R_{э.г}+R_{вх2}}, \qquad (75)$$

где $R_{э.г}$ — сопротивление эквивалентного генератора, создающего ток во входной цепи второго каскада; оно равно величине параллельного соединения всех сопротивлений, включенных между базой и общей точкой схемы, за исключением выходного сопротивления предыдущего транзистора (см. примеры расчета 17 и 18).

Величина $R_{э.г}$ может быть найдена из следующей формулы:

$$\frac{1}{R_{э.г}}=\frac{1}{R_{к1}}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}. \qquad (76)$$

Пример 17. Определить, во сколько раз изменится коэффициент усиления второго каскада усилителя рис. 17, если между „землей" и эмиттером второго транзистора включить сопротивление $R_{э2}=200$ *ом*, как показано на рис. 40.

Решение:

Используя результаты расчета примера 10, находим:

1) $\beta_{д2}=16{,}5$;

2) $R_{вх\,2}=950$ *ом*;

3) $R_{вх\,2с}=R_{вх\,2}+R_{э2}(\beta_{д2}+1)=950+200(16{,}5+1)=4{,}45$ *ком*;

4) $\frac{1}{R_{э.г}}=\frac{1}{R_{к1}}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}=\frac{1}{10}+\frac{1}{22}+\frac{1}{90}=\frac{10}{64}$;

$$R_{э.г}=6{,}4 \text{ ком};$$

5) $\frac{K_I}{K_{I\,c}}=\frac{R_{э.г}+R_{вх\,2с}}{R_{э.г}+R_{вх\,2}}=\frac{6{,}4+4{,}45}{6{,}4+0{,}95}\approx 1{,}5.$

Итак, глубина обратной связи в данном случае соответствует уменьшению усиления в 1,5 раза.

При решении аналогичных задач необходимо иметь в виду, что увеличение входного сопротивления второго каскада (при включении в цепь эмиттера сопротивления обратной связи $R_{э2}$) приводит к увеличению эквивалентного сопротивления нагрузки первого каскада, а это влечет за собой изменение коэффициента усиления по току $\beta_{д1}$ первого каскада. Следовательно, в некоторых случаях может потребоваться пересчет величины $\beta_{д1}$.

В примере 17 такой пересчет мы не производили, но можно убедиться, что при включении $R_{э2}$ величина $\beta_{д1}$ уменьшается на 2—3%.

Уменьшение усиления первого каскада, вызванное изменением входного сопротивления второго каскада, не является мерой глубины отрицательной обратной связи и мерой уменьшения искажений, обусловленного введением в схему отрицательной обратной связи. Уменьшение иска-

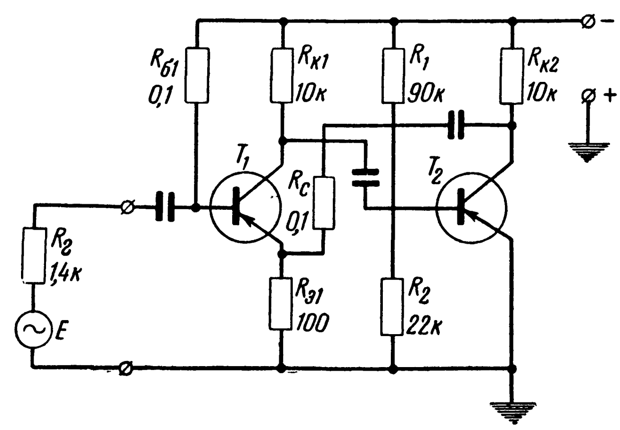


Рис. 41. Схема к примеру 18.

жений, получаемое за счет обратной связи, зависит только от величины $K_I/K_{I\text{c}}$, определяемой по формуле (75).

Применяя рассмотренную методику и формулы, выведенные для простейших схем с последовательной и параллельной связью, можно рассчитать схему любой сложности.

Пример 18. Определить, во сколько раз уменьшится усиление схемы на рис. 17, если в нее ввести отрицательную обратную связь по схеме, показанной на рис. 41, не изменяя величин всех элементов; $R_г = 1\,400$ *ом*, $R_{э1} = 100$ *ом* и $R_c = 100$ *ком*.

Решение:

$$1)\ \frac{1}{R_{э.г}} = \frac{1}{R_г} + \frac{1}{R_{б1}} = \frac{1}{1,4} + \frac{1}{100} = \frac{1}{1,38};$$

$$R_{э.г} = 1,38\ ком.$$

2. Определяем уменьшение усиления, обусловленное наличием обратной связи по току, создаваемой сопротивлением $R_{э1}$ (используя некоторые результаты расчета примера 10):

$$R_{вх\ 1с} = R_{вх\ 1} + R_э(\beta_{д1} + 1) = 1,0 + 0,1\,(19 + 1) = 3\ ком;$$

$$\left(\frac{K_I}{K_{I\ c}}\right)_1 = \frac{R_{э.г} + R_{вх\ 1с}}{R_{э.г} + R_{вх\ 1}} = \frac{1,38 + 3}{1,38 + 1} = 1,84.$$

3. Сопротивления R_c и $R_{э1}$ образуют цепь параллельной обратной связи, охватывающей оба каскада. В цепь обратной связи $R_c + R_{э1} \approx \approx R_c$ ответвляется часть тока $\gamma = \frac{R_{к2}}{R_c + R_{к2}}$. Этот ток в свою очередь распределяется между сопротивлением $R_{э1}$ и входным сопротивлением участка эмиттер первого транзистора — „земля". Последнее равно (см. гл. 1):

$$R'_{вх} = r_э + (r_б + R_{э.г})(1 - \alpha_д) = 20 + (600 + 1\,340) \times$$
$$\times (1 - 0{,}95) \approx 120 \ ом.$$

Напомним, что между базой и „землей" включено по переменной составляющей сопротивление $R_{э.г}$, и что в данной схеме $\alpha_{д1} \approx \alpha = 0{,}95$.

В эмиттер первого транзистора ответвляется часть тока, протекающего через R_c, равная $\gamma_1 = \frac{R_{э1}}{R_{э1} + R'_{вх}}$. В свою очередь, в цепь базы попадает только часть этого тока, равная $(1 - \alpha_д)$. Таким образом, для цепи параллельной обратной связи коэффициент обратной связи

$$B = \frac{R_{к2}}{R_c + R_{к2}} \cdot \frac{R_{э1}}{R_{э1} + R'_{вх}} (1 - \alpha_д) =$$
$$= \frac{10}{100 + 10} \cdot \frac{0{,}1}{0{,}1 + 0{,}12} (1 - 0{,}95) = 2{,}07 \cdot 10^{-3}.$$

Подставляя значения величин в формулу (70), получим:

$$\left(\frac{K_I}{K_{I\,c}}\right)_2 = \frac{1 + BK_I}{1 - \gamma} = \frac{1 + 2{,}07 \cdot 10^{-3} \cdot 274}{1 - 0{,}091} = 1{,}72$$

где

$$\gamma = \frac{R_{к2}}{R_{к2} + R_c} = \frac{10}{10 + 100} = 0{,}091.$$

Результирующее уменьшение усиления по току (при $R_г$=1 400 *ом*) приблизительно равно произведению величин $K_I/K_{I\,c}$, найденных для каждой из схем:

$$\left(\frac{K_I}{K_{I\,c}}\right)_{общ} = \left(\frac{K_I}{K_{I\,c}}\right)_1 \cdot \left(\frac{K_I}{K_{I\,c}}\right)_2 = 1{,}84 \cdot 1{,}72 = 3{,}16.$$

В заключение остается сказать, что рассмотренные в книге схемы и примеры расчета далеко не полностью

охватывают все многообразие задач, встречающихся на практике. Но при правильном применении метода расчета по динамическим параметрам можно проанализировать качественную сторону явлений и вывести расчетные формулы для любой схемы.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА И ИХ ИЗМЕРЕНИЕ

25. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ С ГЕНЕРАТОРОМ ТОКА

Связь между переменными составляющими напряжений и токов на входе (U_1 и I_1) и выходе (U_2 и I_2) транзистора может быть выражена с помощью системы уравнений:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2;$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2.$$

Коэффициенты h_{11}, h_{12}, h_{21} и h_{22}, имеющиеся в этих уравнениях, называются h-параметрами транзистора (читается «аш один-один, аш один-два, аш два-один, аш два-два»).

Каждый из параметров имеет определенный физический смысл.

В частности, параметр h_{11} представляет собой величину входного сопротивления транзистора при коротком замыкании (по переменной составляющей) выходных зажимов:

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \quad \text{при} \quad U_2 = 0. \tag{77}$$

Параметр h_{12} равен отношению входного напряжения U_1 к выходному U_2 при разомкнутой входной цепи ($I_1 = 0$). При этом предполагается, что источник напряжения U_2 подключен к выходным зажимам транзистора, а напряжение U_1 измеряется на входных зажимах. Очевидно, параметр h_{12} характеризует степень влияния напряжения в выходной цепи на режим входной цепи транзистора:

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \quad \text{при} \quad I_1 = 0. \tag{78}$$

Параметр h_{21} равен отношению выходного тока ко входному в режиме короткого замыкания на выходе:

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \quad \text{при} \quad U_2 = 0. \tag{79}$$

Параметр h_{22} равен величине выходной проводимости транзистора при разомкнутых входных зажимах:

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \quad \text{при} \quad I_1 = 0. \tag{80}$$

В то же время, рассматривая эквивалентную схему транзистора с генератором тока, для случая с общей базой имеем:

входное сопротивление при $U_2 = 0$

$$r_{вх} = r_э + r_б(1 - \alpha) = h_{11}; \tag{81}$$

коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутых входных зажимах (при $I_1 = 0$)

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{r_б}{r_б + r_к} = h_{12}; \tag{82}$$

коэффициент усиления по току (при $U_2 = 0$)

$$\frac{I_2}{I_1} = \alpha = -h_{21}; \tag{83}$$

выходная проводимость при разомкнутых входных зажимах (при $I_1 = 0$)

$$\frac{I_2}{U_2} = \frac{1}{r_б + r_к} = h_{22}. \tag{84}$$

Отсюда по известным h-параметрам для схемы с общей базой находим параметры эквивалентной схемы с генератором тока.

Из выражения (83)

$$\alpha = |h_{21}|. \tag{85}$$

Из выражений (82) и (84)

$$r_б = \frac{h_{21}}{h_{22}}. \tag{86}$$

Из выражения (81)

$$r_э = h_{11} - r_б(1 - \alpha). \tag{87}$$

Из выражения (84) определяем выходное сопротивление при разомкнутой (по переменной составляющей) цепи эмиттера:

$$r_{\text{вых.б}} = \frac{1}{h_{22}}, \tag{88}$$

откуда

$$r_{\text{к}} = r_{\text{вых.б}} - r_{\text{б}}. \tag{89}$$

Пример 19. Определить параметры эквивалентной схемы с генератором тока для транзистора типа П13, если известны его h-параметры, измеренные для случая включения с общей базой: $h_{11} = 50$ *ом*. $h_{12} = 4{,}5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = -0{,}95$; $h_{22} = 0{,}75 \cdot 10^{-6}$ *мо*.

Решение:

1) $r_{\text{б}} = \frac{h_{11}}{h_{22}} = \frac{4{,}5 \cdot 10^{-4}}{0{,}75 \cdot 10^{-6}} = 600$ *ом*;

2) $r_{\text{вых.б}} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{0{,}75 \cdot 10^{-6}} = 1{,}33 \cdot 10^{6}$ *ом*;

3) $r_{\text{к}} = r_{\text{вых.б}} - r_{\text{б}} = 1{,}33 \cdot 10^{6} - 0{,}6 \cdot 10^{3} \approx 1{,}33 \cdot 10^{6}$ *ом*;

4) $\alpha = -h_{21} = 0{,}95$;

5) $r_{\text{э}} = h_{11} - r_{\text{б}}(1 - \alpha) = 50 - 600\,(1 - 0{,}95) = 20$ *ом*.

В подавляющем большинстве случаев плоскостные транзисторы включаются по схеме с общим эмиттером. Поэтому есть все основания ожидать, что именно h-параметры для схемы с общим эмиттером получат наибольшее распространение. Необходимо заметить, что h-параметры легче измерить с требуемой степенью точности в схеме с общим эмиттером и труднее в схеме с общей базой. Причина заключается в том, что параметры h_{11} и $\frac{1}{h_{22}}$ для схемы с общим эмиттером меньше отличаются по величине друг от друга, чем для схемы с общей базой. В то же время значительным изменениям величины $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ при $\alpha \approx 1$ соответствуют весьма малые отклонения величины α от единицы; эти отклонения почти не поддаются измерению.

Рассмотренным выше способом легко вывести формулы для вычисления параметров эквивалентной схемы с генератором тока по известным h-параметрам, измеренным для

случая включения с общим эмиттером (последние, как правило, обозначаются символами h'_{11}, h'_{12}, h'_{21} и h'_{22}):

$$r_э = \frac{h'_{12}}{h'_{22}}; \qquad (90)$$

$$r_{вых.э} = \frac{1}{h'_{22}} = r_{к.э} + r_э = r_к(1 - \alpha) + r_э; \qquad (91)$$

$$\beta = |h'_{21}|; \qquad (92)$$

$$r_б = h'_{11} - r_э(\beta + 1). \qquad (93)$$

26. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

Измерение коэффициента усиления. Исследуемый транзистор подключают выводами эмиттера и коллектора к источнику питания, соблюдая правильную полярность (рис. 42).

Миллиамперметр (со шкалой на 1—2 *ма*) в цепи коллектора регистрирует при этом величину обратного тока коллектора при разомкнутой базе ($I_{к0э}$). Включая между „минусовым" зажимом батареи и базой транзистора сопротивление $R_б$, как показано на рис. 42 пунктиром, создаем в цепи базы ток

$$I_б = \frac{U}{R_б},$$

где U — напряжение батареи.

Ток в цепи коллектора, показываемый миллиамперметром, возрастет при появлении в цепи базы тока $I_б$ на величину $\Delta I_к$.

Зная $\Delta I_к$ и $I_б$, определяем коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером по формуле

$$\beta = \frac{\Delta I_к}{I_б}. \qquad (94)$$

Полезно сделать сопротивление $R_б$ переменным и проградуировать его, чтобы при измерении устанавливать в цепи базы удобную для расчета величину тока, равную, например, 10 *мка*.

Недостатком рассмотренной схемы является то, что измерение β производится в ней при $I_к \approx 0$ и найденная

по формуле (94) величина будет несколько отличаться от действительного значения β при $I_к \neq 0$.

Измерение h-параметров. Из определения h-параметров следует, что измерение каждого из них сводится к измерению напряжений или токов на входе или выходе транзистора при работе последнего в режиме короткого замыкания или холостого хода. Измерение тока можно заменить измерением падения напряжения на известном сопротивлении. Поэтому, казалось бы, неотъемлемой частью прибора для измерения h-параметров должен быть, помимо генератора синусоидального напряжения, также ламповый вольтметр, рассчитанный на измерение напряжений переменного тока порядка 1 *мв*.

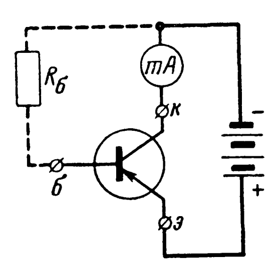


Рис. 42. Схема измерения тока $I_{к0э}$ и коэффициента усиления β транзистора.

Создание такого вольтметра само по себе является сложной задачей, особенно для радиолюбителя. Кроме того, при недостаточно аккуратном выполнении монтажа напряжение наводок в измеряемых цепях может оказаться больше, чем напряжение полезного сигнала, и оператор получит заведомо неправильные значения h-параметров, даже не подозревая об этом.

От обоих недостатков свободен мостовой метод измерения, отличающийся простотой схемы и высокой помехозащищенностью. Рассмотрим схемы измерения каждого из h-параметров с помощью моста.

Схема измерения параметра h_{11}' изображена на рис. 43,*а*. Плечами моста являются сопротивления R_1, R_2, R_3 и входное сопротивление транзистора. В одну диагональ моста включен генератор синусоидального напряжения E, а в другую — индикатор $И$ (телефон).

Баланс (настройку) моста осуществляют путем изменения сопротивления R_2. Момент баланса определяют по минимуму тока в диагонали индикатора (по минимуму звука в телефоне).

При $R_1 = R_3$ в момент равновесия будем иметь:

$$h_{11}' = R_2.$$

Требуемую величину коллекторного тока $I_к$ устанавливают с помощью сопротивления $R_б$. Шунтирующим дей-

ствием этого сопротивления (по отношению ко входному сопротивлению транзистора) можно пренебречь. Конденсаторы C_1 и C_3 являются разделительными. Конденсатор C_4 обеспечивает режим короткого замыкания на выходе транзистора.

Схема для измерения параметра h'_{21} (рис. 43,*б*) отличается от предыдущей только наличием небольшого (сотни ом) сопротивления $R_э$ в цепи эмиттера.

При $R_1 = R_3 \gg R_2$ в момент равновесия моста имеем:

$$I_2 \approx I_б;$$

$$I_2 R_2 = I_б (\beta + 1) R_э \approx I_2 (\beta + 1) R_э.$$

Отсюда получаем расчетную формулу

$$\beta = \frac{R_2}{R_э} - 1.$$

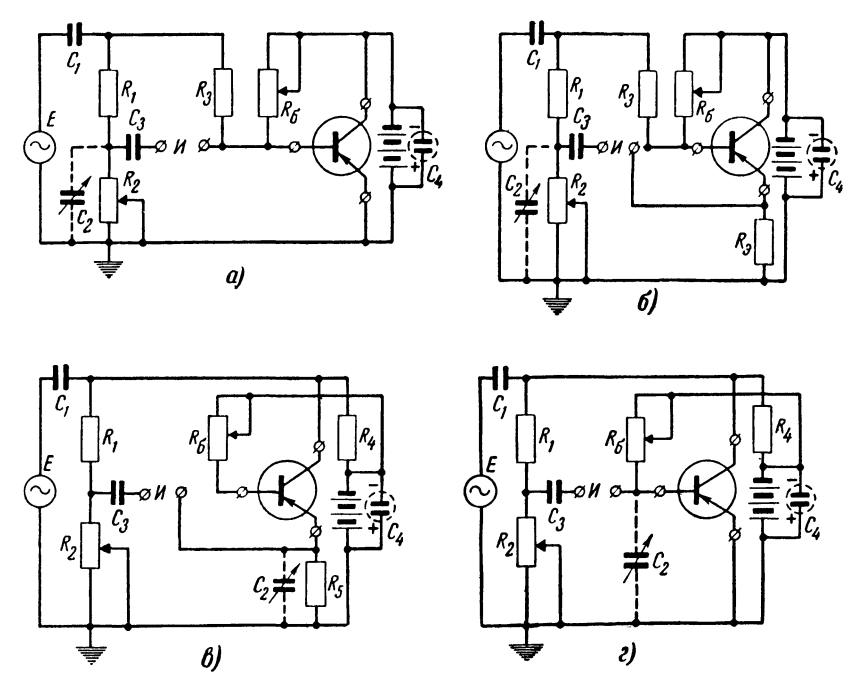


Рис. 43. Схемы измерения h'-параметров транзистора.

Выходное сопротивление может быть измерено по схеме на рис. 43,*в*. При балансе схемы имеем:

$$R_1 R_5 = R_2 r_{\text{вых.э}},$$

откуда

$$\frac{1}{h'_{22}} = r_{\text{вых.э}} = \frac{R_1 R_5}{R_2}.$$

Сопротивление R_4 необходимо для того, чтобы генератор E не замыкался накоротко малым внутренним сопротивлением батареи.

Измерение параметра h'_{12} можно выполнить по схеме на рис. 43,*г*. Баланс моста наступит при условии:

$$R_1 r_{\text{э}} = R_2 r_{\text{к.э}}.$$

Из этого равенства получаем расчетную формулу

$$h'_{12} = \frac{r_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{к э}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

При конструировании прибора полезно иметь в виду следующее.

Генератор синусоидального напряжения E с частотой 800—1 000 *гц* может иметь как симметричный, так и несимметричный выход и должен развивать напряжение с амплитудой около 1 *в* на сопротивлении нагрузки 100—150 *ом*. Требования к стабильности частоты и амплитуды генерируемого напряжения весьма нежесткие.

Простейшим и весьма чувствительным индикатором является телефон. Если чувствительность телефона окажется недостаточной, его следует включить через усилитель. Необходимо только иметь в виду, что во всех схемах измерения на рис. 43 индикатор должен иметь симметричный вход, и входное сопротивление индикатора не должно заметно шунтировать плечи моста.

Этим требованиям удовлетворяет, помимо схемы с трансформаторным входом и некоторых других, схема на рис. 44. Входное сопротивление транзисторного усилителя в этой схеме можно считать симметричным только при питании усилителя от отдельной батареи (питать усилитель от источника питания измеряемого транзистора нельзя).

Питать усилитель можно от одного сухого элемента или аккумулятора напряжением 1—1,5 *в*. С помощью сопротивления $R_б$ в цепи коллектора устанавливают ток около 0,5 *ма*.

Рекомендуемые величины элементов схемы на рис. 43 для измерения параметров маломощных транзисторов при частоте 1 000 *гц:* сопротивления $R_1 = R_3 = 100$ *ком*; $R_э = 100$ *ом*; $R_5 = 1$ *ком*; R_2—переменное сопротивление или магазин сопротивлений с пределами изменения 0—10 *ком* (от точности подбора этих сопротивлений зависит точность измерения параметров); сопротивление $R_4 = 100 \div 150$ *ом*, конденсаторы $C_1 = C_3 = 0{,}2—0{,}5$ *мкф*; $C_4 = 20$ *мкф* (низковольтный электролитический). В цепь коллектора необходимо ввести миллиамперметр со шкалой на 3—5 *ма*, зашунтированный конденсатором в 20 *мкф*.

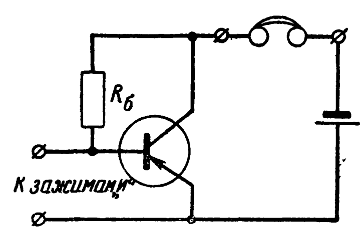


Рис. 44. Схема измерительного усилителя.

Перед измерением параметров полезно проверять величину тока $I_{к0э}$ при разомкнутой цепи базы. Подключение транзистора к прибору удобно осуществлять с помощью зажимов.

В заключение приводим схему прибора (рис. 45) для измерения всех четырех h'-параметров. Переключатели $П_1$ и $П_2$ — двухполюсные, на два направления. Номер позиции первого переключателя (*1* или *2*) соответствует первой цифре в индексе измеряемого параметра, а номер позиции второго переключателя — второй цифре в индексе параметра. Например, для измерения параметра h'_{21} необходимо установить переключатель $П_1$ в положение *2* и переключатель $П_2$ в положение *1*.

Следует заметить, что в некоторых случаях параметр h'_{12} измерить не удается вследствие его малой величины и недостаточного усиления индикаторного усилителя.

Комплексный характер измеряемых параметров не позволяет полностью сбалансировать мост изменением одного только сопротивления R_2. Чтобы добиться полного равновесия моста на рабочей частоте, в схему прибора следует ввести переменную емкость C_2, показанную на рис. 43 и на рис. 45 пунктиром. Конструктивно эта емкость должна

быть выполнена в виде двухдекадного магазина с декадами 1 000 *пф*×10 и 10 000 *пф*×10.

При достижении полного равновесия моста на рабочей частоте в телефоне могут прослушиваться гармоники этой частоты или фон переменного тока с частотой 50 или 100 *гц*.

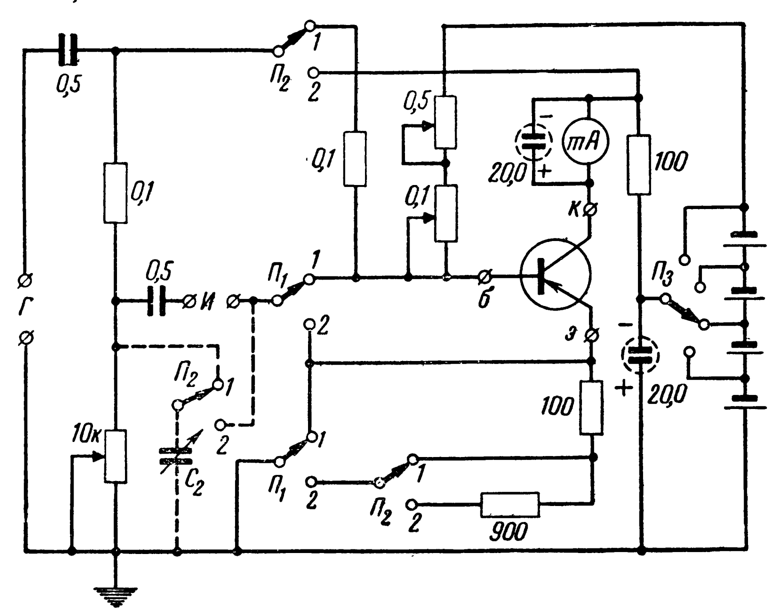


Рис. 45. Схема прибора для измерения h'-параметров.

Хотя наличие емкости заметно сказывается при настройке моста даже на частотах 800—1 000 *гц*, при вычислении параметров можно пользоваться теми же формулами, которые были выведены для схемы прибора без емкости C_2. Дело в том, что в тональном диапазоне частот параметры являются практически действительными величинами (мнимая составляющая весьма невелика).

Однако в случае необходимости можно вычислить комплексную величину любого параметра. В частности, входное сопротивление (параметр h'_{11}) следует рассматривать и вычислять как последовательное соединение действительного R_x и мнимого емкостного X_C сопротивлений:

$$R_x = \frac{R_2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2};$$

$$X_C = \frac{\omega C_2 R_2^2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2},$$

где R_2 — сопротивление, *ом*;

C_2 — емкость, *ф*;

$$\omega = 2\pi f.$$

Выходное сопротивление транзистора при разомкнутой цепи базы необходимо рассматривать как параллельное соединение сопротивления $r_{к.э}$ и емкости $C_{к.э}$:

$$r_{к.э} = \frac{R_1 R_5}{R_2};$$

$$C_{к.э} = \frac{C_2 R_2}{R_1}.$$

Коэффициент усиления по току при низких частотах β независимо от частоты, на которой выполнено измерение при наличии в плече моста емкости C_2, равен:

$$\beta = \frac{R_2}{R_э} - 1.$$

Предельная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером может быть определена (при измерении параметра h'_{21}) по формуле

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}.$$

Заметим, что при измерении параметра h'_{22} в цепь коллектора вводится сравнительно большое сопротивление, на котором возникает заметное падение напряжения, что приводит к изменению тока коллектора и напряжения $U_{к.э}$.

Цена 2 р. 30 к.

С 1 января 1961 г. цена 23 коп.